radio fernsehen elektronik

FE

5

1981

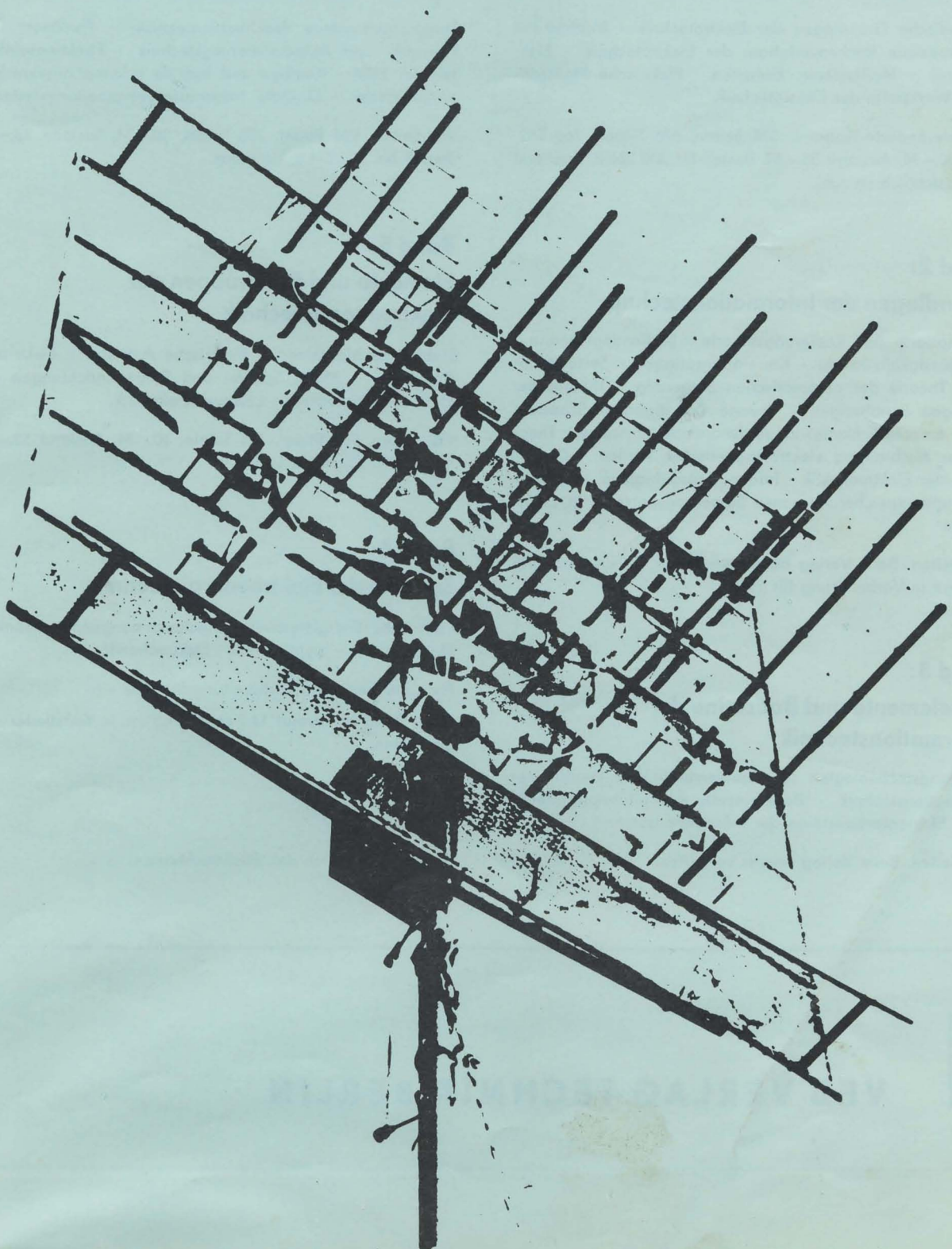
24.06.81

VEB VERLAG TECHNIK
BERLIN
INDEX 33 103
ISSN 0033–7900
MAIHEFT
30. JAHRGANG
EVP 3,80 MARK

Mikrorechnergesteuerter Examinatorkomplex

Elektronik der Heimvideospeichergeräte

Short-Backfire-Matrixantenne



Taschenbuch Elektrotechnik in sechs Bänden

Nachschlagewerk der gesamten Elektrotechnik und ihrer Grenzgebiete.

Herausgegeben von Prof. Dr. sc. techn. Dr. techn. h. c. Eugen Philippow

---

Band 1:
Allgemeine Grundlagen

Theoretische Grundlagen der Elektrotechnik · Mathematik und spezielle Rechenverfahren der Elektrotechnik · Elektrophysik · Maßsysteme, Einheiten · Elektrische Meßtechnik · Werkstoffe der Elektrotechnik.

2., unveränderte Auflage. 898 Seiten, 625 Bilder, 166 Tafeln, 30,– M, Ausland 53,– M. Bestell-Nr. 552 266 2. Erscheint voraussichtlich im Juni.

Band 2:
Grundlagen der Informationstechnik

Informations- und Kodierungstheorie · Bedienungstheorie · Zuverlässigkeitstheorie · Korrelationsanalyse · Systemtheorie · Theorie der automatischen Steuerung · Theorie der analogen Schaltungen · Theorie der digitalen Schaltungen · Empfindlichkeitsanalyse dynamischer Systeme · Theorie der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen · Grundlagen der Elektroakustik · Informationsaufnahme, -verarbeitung und -speicherung sowie Steuerungsprozesse in Lebewesen.

864 Seiten. Beim Verlag bereits vergriffen. 2., unveränderte Auflage in Vorbereitung für 1982

Band 3:
Bauelemente und Bausteine der Informationstechnik

Fertigungstechnologien für Bauelemente und Geräte der Informationstechnik · Bauelemente der Informationstechnik · Elementarbausteine der Informationstechnik.

952 Seiten. Beim Verlag bereits vergriffen.

Band 4:
Systeme der Informationstechnik

Leitungsgebundene Nachrichtentechnik · Funktechnik Fernwirk- und Automatisierungstechnik · Funktionseinheiten der EDV · Analoge und hybride Informationsverarbeitungssysteme · Digitale Informationsverarbeitungssysteme.

972 Seiten, 986 Bilder, 205 Tafeln, 30,– M, Ausland 53,– M. Bestell-Nr. 552 714 8. Lieferbar.

Band 5:
Elemente und Baugruppen der Elektroenergietechnik

Elektrische Maschinen · Elektrische Antriebe · Elektrische Apparate · Meß-, Schutz- und Steuereinrichtungen der Elektroenergietechnik · Leistungselektronik.

972 Seiten, 920 Bilder, 285 Tafeln, 30,– M, Ausland 53,– M. Bestell-Nr. 552 826 3. Lieferbar.

Band 6:
Systeme der Elektroenergietechnik

Elektrische Energietechnik · Hochspannungsisoliertechnik Elektrowärme · Lichttechnik · Elektrochemie.

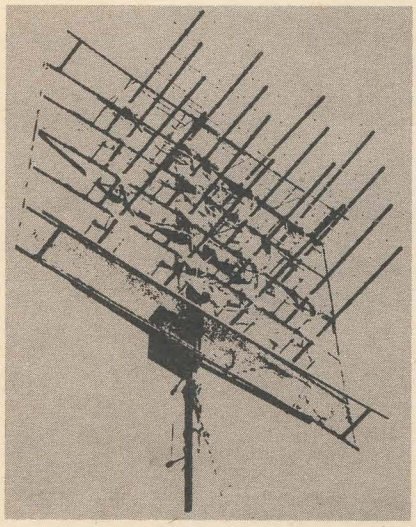
Etwa 840 Seiten. In Vorbereitung für 1982

Jeder Band im Format 14,7 cm × 21,5 cm, in Kunstleder gebunden.

Auslieferung durch den Fachbuchhandel.

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Titelbild



Über eine Short-Backfire-Matrixantenne wird auf Seite 296 berichtet
Titelgestaltung: D. Bäcks, W. Müller

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem...

- Leipziger Frühjahrsmesse 1981
- Rasterelektronenmikroskopie
- Speicherprüfgerät RAM-PG 2
- Automatisches Erfassungssystem AES-1 für Sondierungsdaten
- Meßwertspeicherung mit U 202 und Direktverarbeitung mit Rechnerschaltkreis
- Oszillograf als Datenterminal
- Wir lernten kennen HiFi-Stereokassettengerät SK 900

In diesem Heft

Bussteuerung für mehrere Mikrorechner	279
Mikrorechnergesteuerter Examinatorkomplex	282
Programmiergerät für EPROM 1702 A	284
Elektronik der Heimvideospeichergeräte	288
Infrarotfernsteueranlage mit 15 Kanälen	292
Short-Backfire-Matrixantenne	296
Sedezimaldekoder für Siebensegmentanzeige	298
Abkürzungen von Fachbegriffen der Halbleiterelektronik 5	299
FÜR DEN SERVICE Die Steuerlogik des Fonoautomaten PA 225	301
Schaltbilder der Konsumgüterelektronik von 1976 bis 1980	305
HALBLEITERINFORMATIONEN 174, 175	307
Rauschkenngrößen von integrierten Operationsverstärkern	311
Messung der Transitfrequenz beim A 109	313
Theorie, Kennwerte und Anwendung des Heißleiters	314
Wir lernten kennen: Uhrenschaltkreis CM 202	321
Sinusgenerator für tiefe Frequenzen	324
Transverter mit Operationsverstärkereigenschaften	326
Schaltungen zur Veränderung der Impulsdauer	328
Spannungsquelle für hohe Gleichspannungen	329

СОДЕРЖАНИЕ

Совместное управление несколькими микро-эвм 279

Комплекс эксаминаторов, управляемый микро-эвм 282

Прибор программирования для EPROM 1702 A 284

Электроника бытовых видеомагнитофонов 288

Устройство для инфракрасного управления на 15 каналов 292

Шорт-бэкфайр — матрицная антенна 296

Десятичный декодр для семисегментовой индикации 298

Сокращения терминов полупроводниковой электроники 5 299

Для сервиса
Логика управления фоноавтомата PA 225 301

Схемы бытовой электроники 1976—1980 г. 305

Информации о полупроводниках 174, 175 307

Шумовые параметры операционных усилителей 311

Измерение транзитной частоты у A 109 313

Термистор — теория, характеристики, применение 314

Познакомтесь: Часовая ИС CM 202 321

Синусиодальный генератор для низких частот 324

Трансвертор со свойствами операционного усилителя 326

Схемы для изменения длительности импульсов 328

Источник высоких постоянных напряжений 329

OBSAH

Sběrnice pro řízení několika mikropočítačů 279

Examinační komplex řízený mikropočítačem 282

Programovací zařízení pro paměti EPROM 1702 A 284

Elektronika magnetoskopů 288

Patnáctikanálové infračervervené dálkové řízení 292

Anténa typu „short backfire" 296

Sedecimální dekodér pro segmentovky 298

Zkratky odborných výrazů polovodičové elektroniky 5 299

Pro servis
Řídicí logika pro gramoměnič PA 225 301

Schemata přístrojů spotřební elektroniky od 1976 do 1980 305

Informace o polovodičových součástkách 174, 175 307

Šumové parametry integrovaných operačních zesilovačů 311

Měření mezního kmitočtu i. o. A 109 313

Termistor – teorie, charakteristické hodnoty, použití 314

Zkušenosti s i. o. pro hodiny CM 202 321

Generátor sinusových kmitů pro nízké kmitočty 324

Měnič napětí s vlastnostmi operačního zesilovače 326

Obvody měnicí šířku impulsu 328

Zdroj vysokých stejnosměrných napětí 329

IN THIS ISSUE

Bus control for several microcomputers 279

Microcomputer-controlled examinator complex 282

Programming unit for EPROM 1702 A 284

Electronics of the home video storage devices 288

Infrared remote control equipment with 15 channels 292

Short-backfire matrix aerial 296

Sedecimal decoder for seven-segment indication 298

Abbrevriations of technical terms of semiconductor electronics 5 299

For the service
The control logic of the automatic phonograph PA 225 301

Circuit diagrams of the consumer goods electronics from 1976 to 1980 305

Semiconductor information 174, 175 307

Noise parameters of integrated operational amplifiers 311

Measurement of the transit frequency with the A 109 313

The thermistor – theory, parameters, application 314

Test report on the clock circuit CM 202 321

Sine-wave generator for deep frequencies with PROM U 552 D 324

Transverter with operational amplifier properties 326

Circuits for the change of the pulse duration 328

Voltage source for high direct voltages 329

PAPL K 1510 für U-880-Mikrorechnersysteme

Anwendern des Mikrorechnersystems U 880 steht in vielen Fällen noch kein entsprechendes Entwicklungssystem zur Verfügung. Im Brennstoffinstitut Freiberg wurde deshalb zur Programmentwicklung für U-880-Systeme der Programmierarbeitsplatz PAPL K 1510 genutzt. Dazu wurde ein elektronischer Umschalter realisiert, der einen Speichermodul OSS des PAPL K 1510 wahlweise dem U-880-System bzw. dem Programmierarbeitsplatz zuordnet.

Damit ergeben sich folgende Möglichkeiten:

1. Nutzung von Tastatur und Bildschirm des PAPL K 1510
   - Anwenderprogramme für U 880 im Hexkode eingebbar
   - Speicherbelegung übersichtlich auf Bildschirm darstellbar
   - Änderungen des Programms leicht möglich
2. Nutzung der Lochbandperipherie und der Kassettenmagnetbandgeräte des PAPL K 1510
   - unproblematische langfristige Speicherung von Anwenderprogrammen
3. Nutzung des Seriendruckwerkes des PAPL K 1510
   - einfache Form der Programmdokumentation möglich
4. Für die Programmentwicklung des U-880-Systems können eine Reihe Bestandteile des Betriebssystems des PAPL K 1510 genutzt werden.

Ein einfaches Monitorprogramm ermöglicht die Darstellung der CPU-Registerinhalte zu vorgebbaren Testpunkten auf dem Bildschirm.
Wie die Erfahrungen im Brennstoffinstitut Freiberg zeigten, können mit dieser Lösung kleine Programme für das Mikrorechnersystem U 880 effektiv erstellt werden. Der Materialaufwand ist gering, für den Aufbau werden nur DDR-Bauelemente verwendet.
Interessenten an einer Nachnutzung wenden sich an die Abt. SNW im Brennstoffinstitut Freiberg, 9200 Freiberg, Halsbrücker Str. 34.

April, April

Auf diese Meldung, die in den früheren Jahren die Auflösung einer erdachten April-Ente signalisierte, müssen Sie, lieber Leser, in diesem Jahr vergebens warten. Trotz intensiven Nachdenkens erschien uns kein Verfahren, keine Technik absurd genug, um als Aprilscherz ins Heft zu kommen. Immer hatten wir die Befürchtung, daß die fortgeschrittene Elektronik uns doch ein Schnippchen schlagen könnte und Unmögliches wahrmachen würde. Doch falls Sie die richtige Idee haben sollten – im nächsten Jahr erscheint wieder ein Aprilheft von radio fernsehen elektronik.

15. Fachkolloquium „Informationstechnik 1981"

Zur Ehrung des Lebenswerkes von Heinrich Barkhausen und zur Fortsetzung progressiver wissenschaftlicher Tradition in der DDR sind anläßlich seines 100. Geburtstages am 2. Dezember 1981 eine Festveranstaltung der Akademie der Wissenschaften der DDR in Berlin und eine Festveranstaltung des Wissenschaftlichen Rates der Technischen Universität Dresden, verbunden mit einer wissenschaftlichen Konferenz, vorgesehen. Diese Konferenz wird von der Sektion Informationstechnik als 15. Fachkolloquium Informationstechnik vom 2. bis 4. Dezember 1981 durchgeführt und steht unter dem Generalthema „Bauelemente und Systeme der Elektronik".

Am 2. Dezember 1981 wird die Festveranstaltung des Wissenschaftlichen Rates der TU Dresden mit Ehrenpromotionen und Plenarvorträgen eröffnet. Am 3. und 4. Dezember werden Fachvorträge zu folgenden Themengruppen gehalten:

A) Physik und Technologie elektronischer Bauelemente
   - Physikalische Effekte und ihre Ausnutzung für Speicher und Display-Einrichtungen
   - Grenzflächeneffekte und ihr Einfluß auf die Funktion elektronischer Bauelemente
   - Elektrische und optische Eigenschaften dünner amorpher Halbleiterschichten und Möglichkeiten ihrer Anwendung
   - Moderne diskrete und integrierte optoelektronische Bauelemente-Werkstoffe, physikalische Eigenschaften, technologische Probleme
   - Moderne Verfahren der Dotierung, Beschichtung und Strukturierung in der Mikroelektronik

B) Funktion und Modellierung von Halbleiterbauelementen
   - Funktion und technologische Optimierung von integrierten und diskreten Halbleiterbauelementen
   - Ein- und mehrdimensionale numerische Analyse von Halbleiterbauelementen
   - Bauelementemodelle
   - Neuartige Bauelementeprinzipien
   - Thermische Probleme bei Bauelementen und Schaltkreisen

C) Integrierte Analog- und Digitalschaltkreise
   - Layoutentwurf und Herstellung integrierter Schaltkreise
   - Modellierung, Logik- und Netzwerksimulation integrierter Schaltkreise
   - Funktion und Berechnung neuer analoger und digitaler Schaltungen
   - Systemaspekte der LSI- und VLSI-Schaltkreise
   - Speicher-, Prozessor- und Mikrocomputerschaltkreise
   - Schaltkreise der Analog- und Nachrichtentechnik
   - Neuartige Anwendungen von Schaltkreisen in digitalen und analogen Systemen

D) Netzwerke und Systeme
   - Rechnergestützte Analyse hochkomplexer Netzwerke
   - Netzwerktopologie
   - Axiomatische Beschreibung dynamischer Systeme
   - Mathematische Modelle für stochastische Systeme
   - Zellulare Systeme und Schaltungen

E) Moderne Entwicklungen der Hochfrequenztechnik
   - Satellitenortungssysteme
   - Lichtleiter-Nachrichtenübertragung

Organisation
Technische Universität Dresden
Sektion Informationstechnik
Tagungsbüro 15. Fachkolloquium
8027 Dresden, Mommsenstr. 13
Telefon: 4 63 33 26, Telex: 02278

Neu im Handel

Vom VEB Phonotechnik Zittau kommen die folgenden Fonogeräte.

Fonozarge Granat 227-1 HiFi

Als Weiterentwicklung des Granat 216/1 wird ab 1981 der Granat 227-1 gefertigt. Seine Gestaltung wurde modernisiert und der Anstellkombination HSV 925/926 angepaßt. Die Bedienung erfolgt durch Drucktasten, das Laufwerk ist elektronisch gesteuert.
Weiterhin hat der Granat 227-1 elektronische Drehzahlumschaltung, gedämpfte Tragarmabsenkung, elektronische Störgeräuschunterdrükkung und automatische Endabschaltung.

Technische Daten

Auflagekraft	20 mN
Übertragungsbereich	40...12 500 Hz
Abtastsystem	MS 27 SD
Drehzahlabweichung	± 0 (einstellbar)
Gleichlaufschwankungen	≦ 0,12 %
Rumpelgeräuschspannungsabstand	≧ 57 dB
Rumpelfremdspannungsabstand	≧ 38 dB
Fremdspannungsabstand	≧ 50 dB
Abmessungen in mm	418 × 336 × 165
Masse	≈ 7,7 kg

Fonozarge Granat 227-1 HiFi RFT-Pressefoto

Fonozarge MA 224

Dieser Plattenspieler besitzt ein Automatiklaufwerk mit Drucktastenbedienung. Die vollautomatische Tragarmsteuerung von Start bis Stopp einschließlich der Drehzahlvorwahl ermöglicht eine fehlerfreie Bedienung. Der Antrieb erfolgt mit Präzisionsflachriemen. Das Abspielen der Schallplatten ist auch bei geschlossener Abdeckhaube möglich, die Haube selbst ist

Synchronmischer
Zeichnung: Moese

Fonozarge MA 224 **Foto Krause**

Fonowiedergabeanlage Concert 2000
Foto Krause

selbsthemmend und verbleibt in jeder gewünschten Stellung. Die Drehzahlvorwahl ist mit dem Plattendurchmesser gekoppelt.
Dieses Fonochassis wird zukünftig den Grundbaustein für Wiedergabe- und Kompaktanlagen darstellen.

Technische Daten

Stromversorgung	220 V; 50 Hz
Nenndrehzahlen	33 und 45 U/min
Gleichlaufschwankungen	≦ 0,2 %
Drehzahlabweichung	± 2,2 %
Rumpelgeräuschspannungsabstand	≧ 53 dB
Rumpelfremdspannungsabstand	≧ 34 dB
Übertragungsbereich	32...14 000 Hz
Übersprechdämpfungsmaß bei 1 kHz	≧ 16 dB
Abtastsystem	CS 24 SD
Auflagekraft des Abtasters	40 mN ± 10 mN
Abmessungen in mm	395 × 335 × 140
Masse	≈ 4,8 kg

Fonowiedergabeanlage Concert 2000

Dieser Plattenspieler mit Stereowiedergabeverstärker von 2 × 5 W Sinus hat als Laufwerk den Fonoautomat MA 224 integriert. Damit kommt ein riemengetriebener Plattenspieler mit guten technischen Parametern zum Einsatz. Über den in Modultechnik aufgebauten Verstärkerteil können neben dem Abspielen von Schallplatten wahlweise ein Rundfunktuner und zwei Tonbandgeräte angeschlossen und betrieben werden. Die Gestaltung des Concert 2000 in Softline mit rauchgetönter selbsthemmender Abdeckhaube paßt sich anderen Zusatzgeräten an.
Ein besonderer Vorteil ist, daß die Steller für Lautstärke, Höhen, Tiefen sowie Balance ohne Öffnen der Abdeckhaube bedient werden können. Als Boxen sind zwei Kompaktboxen B 9131 vorgesehen.

Technische Daten

Gesamtgerät	
Stromversorgung	220 V; 50 Hz
Bestückung	4 IS, 4 Transistoren
Abmessungen in mm	450 × 400 × 170
Masse ohne Boxen	≈ 10 kg
Verstärker	
Leistung (Sinus) Lastwiderstand	2 × 15 W, 4 Ω
Übertragungsbereich	40...20 000 Hz
Fremdspannungsabstand	≧ 55 dB
Leistungsbandbreite	≦ 60 bis ≧ 14 000 Hz
Boxen	
Kompaktbox B 9131	15 W, 4Ω

HiFi-Fonoautomat PA 227

Der PA 227 entspricht in Gestaltung und technischer Grundkonzeption dem PA 225. Zur Bedienung wurde in diesem Gerät ein fünfteiliger Kurzhubschalter eingesetzt. Ihm zugeordnet sind vier Leuchtfelder, die die jeweilige Funktion anzeigen. Nach der Wahl der erforderlichen Drehzahl erfolgt die Bedienung mit nur einer Taste.
Die Tonarmsteuerung von Start bis Stopp ist ebenfalls vollautomatisch. Dadurch sind Fehlbedienungen praktisch ausgeschlossen.

Technische Daten

Stromversorgung	220 V; 50 Hz
Nenndrehzahlen	33 und 45 U/min
Drehzahlfeineinstellung	± ≧ 4 %
Übertragungsbereich	40...12 500 Hz
Auflagekraft	20 mN ± 5 mN
Leistungsaufnahme	≦ 25 VA
Abtastsystem	MS 27 SD
Fremdspannungsabstand	≧ 50 dB
Rumpelgeräuschspannungsabstand	≧ 58 dB
Rumpelfremdspannungsabstand	≧ 38 dB
Gleichlaufschwankungen	≦ 0,15 %
Abmessungen in mm	475 × 345 × 140
Masse	10 kg

Diktiergeräteeinheit mira-Diktat/Diktat-S

Ab April 1981 wird über den Produktionsmittelhandel des VEB Robotron-Vertriebe die im VEB Elektronik Gera produzierte Diktiergeräteeinheit mira Diktat/Diktat-S angeboten. Das heißt, der Vertrieb der kompletten Geräteeinheit erfolgt nur über die einzelnen Robotron-Vertriebe, die die Versorgung im zuständigen Territorialbereich gewährleisten. Bei der Konzipierung dieses Quasidiktiersystems war von dem bekannten Kleinkassettengerät mira auszugehen, das im Rahmen der konstruktiven Möglichkeiten modifiziert und mit notwendigem Zubehör komplettiert wurde. In einem speziellen Anwendertest in Zusammenarbeit mit dem Bilanzbeauftragten VEB Robotron Dresden wurde die Konzeption der Diktiereinheit in über 30 verschiedenen Institutionen unter unterschiedlichsten Bedingungen getestet und im Rahmen der Möglichkeiten überarbeitet. Dieser Anwendertest zeigte, daß trotz des etwas eingeschränkten Bedienkomforts für die meisten Einsatzmöglichkeiten eine wesentliche Rationalisierung der Büroarbeit möglich ist. Bei effektivem Einsatz der vorgestellten Geräteeinheit dürften sich zumindest die Gerätekomponenten bis zur Bereitstellung speziell für Diktierzwecke entwickelter Geräte amortisiert haben.
Diktiergerät mira-Diktat: schwarzes Plastgehäuse, Abmessungen 200 mm × 123 mm mal 58 mm, für den mobilen Einsatz als **Taschendiktiergerät** erfolgt die Stromversorgung über vier Stück R-14-Zellen, Aufnahme über das integrierte Mikrofon; bei Verwendung als **Bürodiktiergerät** erfolgt die Stromversorgung über den integrierten Netzteil; hochwertige Sprachaufnahmen über das im Zubehör befindliche Mikrofon; Start-Stoppschaltung über den Rast-Tastschalter des externen Mikrofons. Weitere Bedienelemente: mechanische Tasten für schnellen Vor- und Rücklauf; Pause, Aufnahme, Stopp/Liftfunktion; Lautstärkesteller; Glimmlampe zur Netzkontrolle.
Bürowiedergabegerät mira-Diktat-S: gelbes Plastgehäuse; Stromversorgung über integrierten Netzteil; Wiedergabe über Innenlautsprecher (≈ 400 mW Leistung) oder eine Hörgabel mit Kleinsthörer; Start-Stoppschaltung über den im Zubehör befindlichen Fußschalter.
Im Bedarfsfall kann mit der beigefügten Löschdrossel (Netzanschluß) in etwa 3...5 s ein Schnellöschen von Kassetten erfolgen.
Diktier- sowie Wiedergabegerät sind durch eine Thermosicherung vor Überlastung des Netzteils geschützt.

Start-Stoppzeiten

	Startzeit	Stoppzeit
externe Steuerung	150 ms	350 ms
Pausentaste	50 ms	50 ms

▼ **Informationstechnik, Signal, System, Information.** Im VEB Verlag Technik erschien die 2. Auflage dieses Buches von Prof. Dr.-Ing. habil. E. G. Woschni. Sie ist vor allem durch Korrekturen verbessert, die nach Erscheinen des Arbeitsbuches notwendig wurden. Die neu hinzugekommenen Tafeln verbessern die Übersichtlichkeit und erleichtern die Arbeit mit den mathematischen Verfahren. Als stoffliche Erweiterung wurden die Walsh-Funktionen und der Karnaugh-Veitch-Plan aufgenommen.
408 Seiten, 300 Bilder, 40 Tafeln, etwa 28,– Mark, Bestellnummer 552 623 3

▼ **Die VR China** unterhält gegenwärtig nach japanischen Angaben 99 zentrale und lokale Rundfunkstationen. Insgesamt gibt es 38 Fernsehsender. Für Tibet wird ein Fernsehdienst vorbereitet.

▼ **Ein neuer Lautsprecher ohne Membran** arbeitet mit einem omnidirektional abstrahlenden Korona-Plasma. Auf diese Weise wird im Plasmawandler eine punktförmige Schallquelle realisiert, die nach allen Richtungen gleichmäßig in einem breiten Frequenzbereich abstrahlt. Über einen HF-Generator wird eine Hochspannung mit einer Frequenz von 27 MHz an eine Nadelelektrode angelegt, die von einer kugelförmigen Drahtnetzelektrode umgeben ist. Zwischen beiden Elektroden bildet sich ein starkes HF-Feld aus, das zur Koronaentladung und zur Plasmabildung durch Ionisierung der Luftmoleküle an der Spitze führt. Als Folge davon erwärmt sich die Luft auf etwa 1 500 °C und dehnt sich in der Nähe der Spitze aus. Das HF-Signal kann nun mit einem Niederfrequenzsignal moduliert werden, so daß sich die Plasmatemperatur ändert, wodurch Ausdehnungs- bzw. Druckänderungen entsprechend dem NF-Signal entstehen. Der neue Lautsprecher ergibt einen Schalldruck von 114 dB(A) und hat einen Frequenzgang von 3...200 kHz.

▼ Mit einem Lasersystem ist die **automatische Überprüfung von** (ebenfalls automatisch) **bestückten Leiterplatten** möglich. Dabei wird die Leiterplattenunterseite mit einem 2-mW-Helium-Neon-Laserstrahl abgetastet. Der Laserstrahl wird über ein Spiegelgalvanometersystem in XY-Richtung abgelenkt. Der von der Leiterplattenunterseite reflektierte Strahlanteil gelangt auf Siliziumfotodioden und wird über einen Mikrorechner ausgewertet. Die Abtastung erfolgt nach einem im Rechner gespeicherten Schema. Ein richtig liegender Bauelementeanschluß erzeugt kein Ausgangssignal. Dagegen lösen falsch abgebogene Bauelementeanschlüsse, Anschlüsse in fehlerhafter Lage oder fehlende Anschlüsse entsprechende Ausgangssignale aus. Das System kann auch zur Inspektion anderer Fehlermöglichkeiten benutzt werden, so für Lochanordnungen, Leiterabstände, Unterätzungen, überflüssige Leiter und für Kupfer- und Lötbrücken. Das Lasersystem kann 25 Bauelemente bzw. 50 Bauelementeanschlüsse je Sekunde prüfen.

▼ Mit CCS (computer-codiertes Suchsystem) wird **ein neues Bandstellensuchsystem für Kassettentonbandgeräte** bezeichnet, das einen automatischen Suchlauf nach bestimmten Aufnahmen gestattet. Bisher ließ sich eine Programmwahl nur durch das Bandzählwerk bzw. durch das Auswerten definierter Aufzeichnungslücken auf dem Band realisieren. Das CCS-System orientiert sich nicht an den Leerstellen zwischen einzelnen Aufnahmen, sondern an bestimmten Kodeimpulsen, die vor der eigentlichen Aufnahme auf das Band aufgezeichnet werden. Jede später wiederzufindende Bandstelle wird durch ein Bitmuster auf denselben Spuren gekennzeichnet, auf denen auch das NF-Signal aufgezeichnet wird. Es handelt sich um ein siebenstelliges Bitmuster, das mit dem üblichen Tonkopf aufgeschrieben wird. Als Impulsfolgefrequenz werden 5 Hz gewählt. Zum Auslesen der Kodeimpulse ist ein spezieller Lesekopf mit einem Spiegel notwendig, der mit Nickel-Eisen beschichtet ist. Beim Einlegen der Tonbandkassette schiebt sich der spezielle

Lesekopf in den schmalen Spalt, der in der Kompaktkassette links zwischen den beiden Öffnungen für Lösch- und Tonkopf vorhanden ist, bleibt aber in einem Abstand von 0,4 mm zum Band und wird daher selbst nicht abgenutzt. Zur Synchronisierung sind dem Kodesignal jeweils drei 45-Hz-Impulse vorangestellt und angehängt. Dazwischen liegen die sieben Kodeimpulse der eigentlichen Markierung. Kodiert wird über einen Mikrorechner, der über Tasten gesteuert wird.

▼ **Hochreines Silizium mit äußerst geringen Strukturfehlern** läßt sich mit einer Modifikation des Czochralski-Verfahrens herstellen, wobei die Verbesserungen auf die Anwendung eines äußeren Magnetfeldes zurückzuführen sind. Das Magnetfeld verhindert Konvektionsströme in der Schmelze, die beim bisherigen Verfahren zu einer erhöhten Sauerstoffabscheidung in der Siliziumschmelze und zu einer Bewegung der Siliziumteilchen führten. Durch das Magnetfeld erhält man eine gleichmäßige Sauerstoffverteilung mit optimalen Parametern innerhalb der Schmelze, eine gute und gleichmäßige Kristallbildung sowie eine geringe Fehlerstellenhäufigkeit. Das so hergestellte Silizium ist fast so rein wie Halbleitermaterialien, die im Weltraum geschmolzen worden sind. Als Vorteile beim Einsatz von hochreinem Silizium erhält man ein geringes Rauschen in Schaltungen mit geringen Strömen, wie in Fernsehkameras, in CCD-Schaltungen und Fernsehtunern sowie mit einem kleinen spezifischen Widerstand ($8 \cdot 10^{-5}\ \Omega$/cm).

▼ In der UdSSR wurde der **elektronische Fahrkarten-Kassen-Automat Iskra-307** zur Automatisierung und Rechnungsführung der Kassenoperationen im Eisenbahn-Personenfernverkehr entwickelt. Er überwacht die Gesamteinnahmen, die Kassierungen je Schicht, die Zahl der ausgegebenen Fahrkarten nach Art und Preis sowie Rückgaben, berechnet den Fahrpreis und druckt die Fahrkarten u. a. Alle Informationen werden auf einem technischen Datenträger abgespeichert. Während der Fahrkartenausgabe erfolgt eine Anzeige der nötigen Angaben auf einem Display (256 Symbole). Die Speicherkapazitäten betragen 4 K mal 8 bit (Operativspeicher) bzw. 8 K × 16 bit (ROM). Die Dateneingabe erfolgt vom Kassettenmagnetband und extern über Tastatur. Neben der Fahrkarte wird noch ein Kontrollstreifen gedruckt.

▼ Die Datenerfassung, d. h. **die Eingabe von Daten in Rechnersysteme,** ist dann besonders effektiv und fehlerfrei, wenn die Daten direkt am Ort ihres Entstehens dem Rechner mitgeteilt werden können. Weiterhin ist bei dieser Art der Eingabe gleichzeitig die Herstellung einer Papierkopie möglich. Mit den bisher üblichen Terminals und Druckern sind diese Forderungen nur mit sehr hohem Aufwand zu erfüllen. Daher wurde ein Datenendgerät entwickelt, mit dem man handschriftliche Daten über eine normale Serienschnittstelle direkt in jedes Rechnersystem eingeben kann. Es handelt sich um ein kompaktes Gerät, das auf dem Schreibtisch wenig mehr Platz als ein Telefon oder ein Tischrechner einnimmt. Über eine Bildwiedergabezeile erhält der Benutzer sofortige Rückmeldung über die Bestätigung der Eingabe. Zur Eingabe der Daten legt der Benutzer lediglich ein Eingabeformular auf die Schreibfläche und schreibt die Zeichen von Hand in Druckschrift in vorgezeichnete Datenkästchen ein. Die Schreibfläche besteht aus zwei widerstandsfähigen beschichteten Membranen, die durch einen kleinen Luftspalt voneinander getrennt sind. Die obere Membran gibt bei der Beschreibung des Formulars nach und bekommt mit der Untermembran Kontakt. Durch einen Analog-Digital-Wandler wird dieser Punktkontakt in X-Y-Koordinatenwerte umgewandelt. Ein eingebauter Mikroprozessor läuft dem Schreiber in seiner formbildenden Bewegung des Zeichens nach und erkennt die Art, in der sich das Zeichen aufbaut. Er bestimmt dann den Lageort des Zeichens auf der Schreibfläche und überträgt ihn zusammen mit einer Rasterposition zum Hauptrechner. Die Schreibfläche ist als Raster von 544 Datenkästchen angeordnet und in 17 Zeilen mit 32 Zeichenstellen aufgeteilt.

▼ Eine Sperrspannung von 4 000 V und ein Dauerstrom von 1 500 A sind die herausragenden Parameter **eines neuen Fotothyristors,** der zur Zündung eine Lichtleistung von nur 7 mW benötigt. Bei der Entwicklung derartiger Fotothyristoren sind neue Wege zu beschreiten. Um die hochspannungsfeste Sperrschicht sehr homogen zu machen, mußte die Diffusionstechnik verbessert werden. Die Lumineszenzdiode, die über das Lichtleiterkabel den Thyristor zündet, weist eine sehr hohe Stromdichte auf. Sie ist in Hetero-Sperrschichttechnik aufgebaut und ähnelt den Typen, die auch in der optischen Nachrichtentechnik angewendet werden. Ihre Anstiegszeit liegt bei 100 ns. Um die größtmögliche Lichtmenge in die Faser einzukoppeln, ist eine speziell geformte Linse eingefügt. Hochspannungsschaltanlagen sind bevorzugte Einsatzbereiche für derartige Fotothyristoren.

▼ **Ein wirkungsvoller Feuchtigkeitssensor** für den Einsatz in Raumheizungen, Trockenanlagen und Mikrowellenöfen läßt sich vorteilhaft aus einer porösen $MgCr_2O_4$-TiO_2-Keramik herstellen. Durch die Porösität wird Wasserdampf in einfacher Weise absorbiert, wobei zusammen mit den Oberflächen der Kristallkörner eine elektrolytische Wirkung stattfindet. Man erhält einen Ionenleiter mit Protonen als hauptsächliche Ladungsträger. Der Sensor läßt sich äußerst klein aufbauen (4 mm × 5 mm mal 0,25 mm) und weist einen weiten Feuchtigkeits- und großen Temperaturbereich auf. Für die Elektroden zu beiden Seiten der Keramikschicht wird RuO_2 verwendet. Zur Wiedererlangung der Empfindlichkeit nach einer Feuchtigkeitsermittlung dient ein Heizer, der den Sensor umgibt.

▼ Mit **Angrom** wird **ein neues Magnetband** bezeichnet, das speziell für Mikrokassetten geeignet ist und bei dem auf dem Träger eine nur wenige Zehntel Mikrometer dünne Magnetschicht aufgedampft ist. Die Magnetschicht besteht aus einer Metallegierung auf Kobaltbasis. Man erhält eine dünne Schicht aus 100prozentig magnetisch aktivem Material, das eine hohe Aufzeichnungsdichte (zehnfach) gewährleistet. Statt bisher nur 44 m Magnetband passen mit dem neuen Magnetband in eine Mikrokassette jetzt 66 m, so daß sich eine um 50 Prozent erhöhte Spielzeit ergibt.

▼ An der Hochschule für Kraftfahrzeugbau Moskau wurde **ein Gerät** entwickelt, **das,** an den Kotflügeln eines Kraftfahrzeugs installiert, **in gefährlichen Verkehrssituationen schneller „reagiert" als der Mensch am Lenkrad.** Wenn das Gerät ein anderes Fahrzeug oder einen Passanten „sichtet", mißt es genau die Entfernung, die Geschwindigkeit der Annäherung und liefert Kommandos für Bremsen oder andere Manöver, die einen Zusammenstoß verhindern. Wenn der Fahrer in kritischen Situationen versagt, übernimmt das Gerät automatisch dessen Funktionen nach einem bestimmten Programm. Das Gerät kann zwischen der Fahrbahn und dem Straßenrand unterscheiden, ohne menschliches Zutun das Fahrzeug an der Fahrbahn anhalten und Lenkmanöver ausführen. Es „sieht" Schlaglöcher und andere Hindernisse auf der Straße und reagiert auf sie, indem es die Geschwindigkeit vermindert.

▼ Mit **Multivision** wird ein Fernsehempfänger bezeichnet, auf dessen Bildschirm schachtbrettartig neun unterschiedliche Programme wiedergegeben werden können. Der Bildschim wird dazu in neun Schwarzweißfelder (3 × 3) aufgeteilt. Der dazugehörige Fernsehempfänger enthält zwei Tuner: einen für ein sogenanntes Hauptbild und einen weiteren mit Zähler, der nacheinander auf maximal neun Kanäle umschalten kann. Auf diese Weise lassen sich neun serielle Einzelbilder wiedergeben, die schrittweise durch neue Bilder ersetzt werden können. Weiterhin ist auch eine Bild-in-Bild-Wiedergabe möglich. Die neun Bilder lassen sich auch aus einem einzelnen Kanal ableiten. Schaltet man den Tuner auf den Empfang von nur sieben Kanälen, so lassen sich die restlichen zwei Bildfelder für Monitoraufgaben (Kamera oder Videorecorder) verwenden. Für die Kanalwahl wird eine Tastatur benutzt, an die ein Mikrorechner angeschlossen ist.

▼ Bei der Übertragung von digitalisierten Sprachsignalen in zukünftigen Fernsprechnetzen sollen dem **Codec-Baustein** im ankommenden Analogsignal keine höheren Frequenzen angeboten werden, als er tatsächlich umsetzen soll. Dazu ist ein Filter erforderlich, das das Frequenzband begrenzt. Möglich ist ein Akustikfilter aus Plastscheiben, die das Sprachband noch vor der akusto-elektrischen Wandlung beschneiden. Die Scheiben, die feine Löcher aufweisen, werden vor der Mikrofonkapsel angeordnet. Diese Scheiben dämpfen in Abhängigkeit vom Durchmesser, von der Dicke sowie von der Lochanzahl und vom Lochabstand bestimmte Frequenzbereiche. Zur Erzielung des erforderlichen Frequenzgangs fügt man mehrere Scheiben zu einem Stapel zusammen. Auf der Empfängerseite können auch beim Rückwandeln des digitalen in das analoge Signal Harmonische auftreten, die sich ebenfalls durch akusto-mechanische Filter in Form eines Stapels von Plastscheiben vor der Hörkapsel unterdrükken lassen.

▼ **Ein neuartiger Supraleiter,** der etwa die doppelte Zugfestigkeit wie Stahl aufweist, besteht aus einzelnen Leitern, die etwa 7 μm dick und aus Kohlenstoffasern aufgebaut sind. Die Fasern sind mit einer supraleitenden 0,5 μm dikken Schicht aus Niobkarbonitrit belegt. Mit Hilfe dieses hochfesten Supraleiters erhofft man sich neue Erfolge auf dem Gebiet der Supraleitung.

▼ Mit **Schallfeld-Effektor** wird eine Einrichtung bezeichnet, die zur Verbesserung der Schallwiedergabe in Kraftfahrzeugen durch Autorundfunkempfänger und Autokassettengeräte benutzt wird. Der Schallfeld-Effektor beruht auf dem Konzept der interauralen Kreuzkorrelation von akustischen Signalen am linken und am rechten Ohr. Dabei geht man davon aus, daß die Klangfarbe und das Klangbild eines Sängers bzw. eines Soloinstrumentes in der Mitte der Stereobasis unverändert bleiben sollten. Auch soll monofone Wiedergabe nicht beeinflußt werden. Aus diesem Grunde verarbeitet der Schallfeld-Effektor nur Differenzsignale zwischen links und rechts. Dazu wird der Frequenzbereich zwischen 150 Hz und 1,6 kHz zur Erzielung eines Expandiereffektes herausgefiltert. Das ausgefilterte Differenzsignal wird dem linken und dem rechten Signal zugefügt, so daß ein Übersprechen in umgekehrter Phasenlage in den Kanälen entsteht. Weiterhin werden Signale oberhalb von 300 Hz ausgefiltert, und diese Komponenten werden bei höheren Frequenzen phasenverschoben. Da die Phasenverschiebung frequenzabhängig ist, ergibt sich eine Verschiebung der verschiedenen Schallquellen. Durch eine entsprechende Schaltungstechnik im Schallfeld-Effektor wird insgesamt eine bessere Wiedergabe erzielt.

▼ **Berichtigung:** In dem Beitrag „Aufbau des universellen elektronischen Testbildes des Fernsehens der DDR und seine Anwendung beim Farbfernsehempfängerservice" im Heft 2 (1981) S. 97–104, sind bei Bild 3 die Bildunterschriften 3b und 3c zu vertauschen. Auf Seite 100, rechte Spalte muß es in der 15. Zeile von unten nicht 1. bis 18. Gitterfeld, sondern 1. und 18. Gitterfeld heißen. Auf Seite 101, mittlere Spalte, 17. Zeile von unten handelt es sich nicht um die Spalten c und d, sondern um die Spalten d und e. Die Farbabweichungen bei den Bildern sind drucktechnisch bedingt. Wir bitten um Entschuldigung.

Leserpost

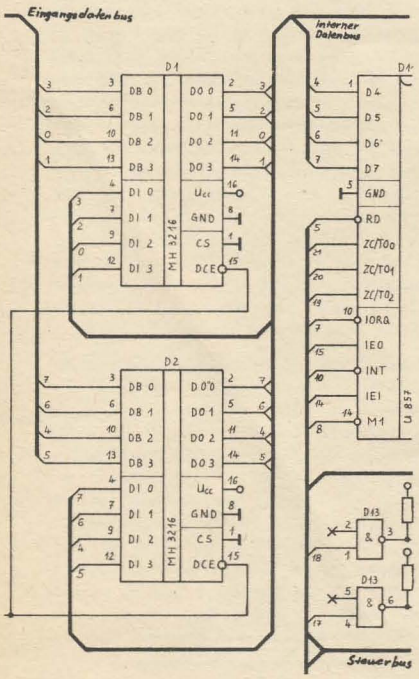
Noch einmal: Standards

Zu unserem Leitartikel [1], in dem wir zur Diskussion aufriefen, erhielten wir Zuschriften, leider aber nicht in der Menge, die wir erwartet und ein wenig befürchtet hatten. Herr Müller aus dem VEB Geräte- und Regler-Werke Teltow ist mit uns der Meinung, daß die TGL 16 056 lückenhaft ist und unterbreitete folgenden Vorschlag:

„Durch die große Zahl der Einzelleitungen ist eine Schaltbilddarstellung in der üblichen Form nicht mehr geeignet, da sie unübersichtlich wird. Wir haben uns daher zur ‚Kabelbaumdarstellung' auch im Stromlaufplan entschlosssen. Wie aus dem Teilschaltbild zu ersehen ist, wurde dabei eine dem Verständnis der Schaltung dienende Zusammenfassung der Einzelleitungen gewählt (Eingangsdatenbus, interner Datenbus, Steuerbus). Für Kreise mit geringer Zahl der Anschlüsse (maximal 16) wurde der Standard TGL 16 056 eingehalten (s. z. B. D13). Für integrierte Schaltungen, die eine hochintegrierte Funktionseinheit darstellen, wurde die Abbildung nach dem mechanischen Aufbau (Draufsicht auf das Bauelement) gewählt. Diese Darstellung hat den großen Vorteil, daß bei Servicearbeiten der Schaltplan gleichzeitig eine Information über die Lage der Anschlüsse dieser hochintegrierten Schaltungen gibt. Wir schlagen deshalb vor, diese Darstellungsweise im Standard TGL 16 056 mit aufzunehmen."

Herr Jakubaschk schrieb dazu:

„Volltreffer! Allerdings – was soll da noch diskutiert werden? Sachverhalt ist doch wohl klar. Übrigens bietet die TGL 16 056 auch für Komplexeres doch mehr Möglichkeiten exakter Darstellung, als man zunächst merkt; jedenfalls, wenn man sich in deren ‚innere Logik' erst einmal hineingedacht hat. Ich war auch anfangs sehr skeptisch, aber muß jetzt sagen, diese TGL macht sich doch ganz gut und nützlich. Freilich hat sie ein paar Lücken, aber von ‚sehr erheblichen' (rfe) würde ich da nicht sprechen.



Für gar zu Spezielles (Ihre Beispiele Ansteuerschaltkreis und CPU) sollte man, wie Sie richtig sagen, auf diesen Standard verzichten und Blockform alter Art (Anschlußbelegungsangabe an einfachem Rahmen) wählen . . ."

Von den von uns unmittelbar angesprochenen und kritisierten Betrieben erhielten wir nur aus dem VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) eine Antwort:

„Ihren Artikel ‚Wozu Standards . . .' in rfe 8 80, Seite 479, haben wir aufmerksam gelesen und ausgewertet. In der Tat stimmen wir mit Ihnen darin überein, daß die Anwendung der TGL 16 056 nicht ganz unproblematisch ist.

Was nun die Anwendung der TGL 16 056 durch das BfS des VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) betrifft, so sind wir der Meinung, daß in der im Erzeugnisstandard zum D 410 D, TGL 37 512, im Bild 2 angegebenen Blockschaltung des D 410 D die TGL 16 056 eingehalten worden ist.

Ihre Kritik bezieht sich offenbar auf eine Darstellung im Informationsblatt zum D 410 D, das vom BfS weder bearbeitet noch herausgegeben wurde. Der Bearbeiter der von Ihnen kritisierten Darstellung ist davon ausgegangen, daß z. Z. ein RGW-Standard erarbeitet wird, nach dem die waagerechte Anordnung der logischen Elemente durchaus zulässig ist.

Trotzdem hält aber die Darstellung die TGL 16 056 nicht ein, so daß Ihre Kritik zu Recht besteht. Der Sachverhalt wurde mit dem Bearbeiter in der betreffenden Abteilung bereits ausgewertet. Es kann und darf nicht sein, daß jeder Ingenieur seine eigene Darstellung binärer logischer Elemente ‚erfindet' und dabei in Standards enthaltene Vorschriften verletzt. Wir werden deshalb durch die Einhaltung und Präzisierung innerbetrieblicher Ordnungen absichern, daß in Zukunft nur noch standardgerechte Veröffentlichungen herausgegeben werden.

In diesem Zusammenhang haben wir bei der Durchsicht Ihrer Zeitschrift festgestellt, daß Sie den DDR-Standard TGL 200-8470 ‚Mikroelektronik; Begriffe' nicht einhalten. Dort ist der Begriff ‚Integrierter Schaltkreis' festgelegt. Im Gegensatz dazu verwenden Sie in Ihrer Zeitschrift den Begriff ‚Integrierte Schaltung' und weichen damit von einem verbindlichen DDR-Standard ab.

Wir bitten Sie, dafür Sorge zu tragen, daß in Zukunft der genannte Standard in Ihrer Zeitschrift eingehalten wird.

Richtig müßte es also in Ihrem Artikel ‚Wozu Standards . . .' im Heft 8/1980, S. 479, heißen: ‚Bild 3: Anschlußbelegung des D 410 D nach rfe'."

Wir begrüßen es, und mit uns sicher auch die vielen Anwender der Informationsblätter, daß bei künftigen Veröffentlichungen auf Klarheit geachtet werden soll. Die Kritik an der von uns, also von rfe, bevorzugten Ausdrucksweise „integrierte Schaltung" statt „integrierter Schaltkreis" besteht zu Recht. Wir sind der Ansicht, daß die TGL verbindliche Darstellungsweisen und offizielle Bezeichnungen festlegen soll, was sie ja auch in der Regel macht. Aber ob nicht auch die Fachsprache an Ausdruck gewinnt, wenn für denselben Begriff zwei oder gar mehrere Worte zur Verfügung stehen?

Literatur

[1] Wozu Standards . . . radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 8, S. 479

radio fernsehen elektronik

Verlag

VEB Verlag Technik

DDR - 1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14
Telegrammadresse: Technikverlag Berlin
Telefon: 2 87 00; Telex: 011 2228 techn dd

Verlagsleiter

Dipl. oec. Herbert Sandig

Redaktion

Dipl.-Ing. Wolfgang E. Schlegel
Verantwortlicher Redakteur (Tel. 2 87 03 33),

Redakteure: Adelheid Blodszun (Tel. 2 87 03 52),
Dipl.-Ing. Brigitte Kasper (Tel. 2 87 03 38),
Ing. Monika Tank (Tel. 2 87 03 49)

Redaktionsbeirat

Dr.-Ing. K.-H. Arnold, Dipl.-Ing. H. Bergmann, Ing. E. Bottke, Dipl.-Ing. K. Eckert, Dr. sc. techn. H. Erler, Prof. Dr. sc. nat. H.-J. Fischer, Dipl.-Ing. D. Henkel, Ing. H. Kühne, Dr. W. Rohde, Dipl. oec. P. Schäffer, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Dipl.-Ing. E. Schoppnies, H. Ziegler

Lizenznummer 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

AN (EDV) 67 816

Erscheinungsweise: monatlich

Heftpreis 3,80 M. Abonnementspreis 3,80 M

Auslandspreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetriebes BUCHEXPORT zu entnehmen

Gesamtherstellung

Tribüne Druckerei Leipzig III 18 36

Anzeigenannahme

DDR-Anzeigen: DEWAG Berlin
1026 Berlin, Rosenthaler Str. 28–31 (Telefon 2 70 32 90) und alle DEWAG-Zweigstellen.
Anzeigenpreisliste Nr. 7

Auslandsanzeigen: Interwerbung GmbH
DDR-1157 Berlin, Hermann-Duncker-Str. 89

Erfüllungsort und Gerichtsstand Berlin-Mitte

Der Verlag behält sich alle Rechte an den von ihm veröffentlichten Aufsätzen und Bildern, auch das der Übersetzung in fremde Sprachen, vor. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Bezugsmöglichkeiten

DDR: Sämtliche Postämter; örtlicher Buchhandel; VEB Verlag Technik

UdSSR: Gebiets- und Städtische Abteilungen von Sojuzpečat' und Postämter

SVR Albanien: Spedicioni Shtypit te Jashtem, Tirana

VR Bulgarien: Direkzia R.E.P., 11a Rue Paris, Sofia

VR Polen: ARS POLONA, Krakowskie Przedmieście 7, 00-058 Warszawa

SR Rumänien: Directia Generala a Postei si Difuzarii Presei, Palatul Administrativ, Bucureşti

ČSSR: PNS Vinohradská 46, 120 43 Praha 2; PNS, Gottwaldovo nám. 48, 834 19 Bratislava

Ungarische VR: P. K. H. I., P. O. B. 16, 1426 Budapest

Republik Kuba: Instituto Cubano del Libro, Centro de Exposición, Belascoain 864, La Habana

VR China: China National Publications Import Corporation, P. O. Box 88, Peking

SR Vietnam: XUNHASABA, 32, Hai Ba Trung, Hanoi

Koreanische DVR: CHULPANMUL Korea Publications Export & Import Corporation, Pyongyang

SFR Jugoslawien: Jugoslovenska Knjiga, Terazije 27, Beograd; Izdavačko Knjižarsko Produzeće MLADOST, Ilica 30, Zagreb

BRD und Westberlin: ESKABE Kommissions-Grossobuchhandlung, Postfach 36, 8222 Ruhpolding/Obb.; Gebrüder Petermann, BUCH + ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstr. 111, Berlin (West) 30; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141–167, Berlin (West) 52 sowie weitere Grossisten und VEB Verlag Technik, DDR-1020 Berlin, Postfach 293

Österreich: Globus Buchvertrieb, Höchstädtplatz 3, 1200 Wien

Schweiz: Genossenschaft Literaturvertrieb, Cramerstr. 2, 8004 Zürich

Alle anderen Länder: örtlicher Buchhandel; BUCHEXPORT Volkseigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, DDR-7010 Leipzig, Postfach 160; VEB Verlag Technik, DDR-1020 Berlin, Postfach 293

radio fernsehen elektronik

VEB VERLAG TECHNIK, BERLIN · TRÄGER DES ORDENS BANNER DER ARBEIT · 30. JAHRGANG · MAIHEFT 5·1981

Bussteuerung für mehrere Mikrorechner

Dr.-Ing. WOLFGANG WINTER

Mitteilung aus der Sektion Informationstechnik der TU Dresden

Werden mehrere Mikrorechner über ein gemeinsames Bussystem miteinander gekoppelt, so ist eine Bussteuerung zur Verwaltung dieses Bussystems erforderlich. In diesem Beitrag werden die prinzipiellen Möglichkeiten für den Aufbau einer solchen Bussteuerung erläutert. Außerdem wird eine Bussteuerung für die Kopplung von drei Rechnern näher vorgestellt.

Werden mehrere Mikrorechner über ein gemeinsames Bussystem gekoppelt, so entsteht eine Systemstruktur, wie sie im Bild 1 dargestellt ist. Das gemeinsame Bussystem wird im weiteren als Globalbus bezeichnet.

An den Globalbus sind die gekoppelten Rechner MR_i ($i = 1, 2, \ldots, n$) und ihre gemeinsamen Funktionseinheiten (Global-ROM, Global-RAM, globale Peripherien) angeschlossen. Jeder Rechner kann daneben über private (lokale) Peripherien und Speicher verfügen.
Zur Verhinderung simultaner Belegungen des Globalbusses durch mehrere Rechner ist eine Bussteuerung erforderlich, die jeweils nur einem von ihnen den Zugriff auf den Bus gestattet. Beabsichtigt ein Rechner MR_k, den Globalbus zu benutzen, so richtet er eine Globalbusforderung GBFk (abgeleitet aus Status und Adresse) an die Bussteuerung. Diese erteilt daraufhin in Abhängigkeit von den Forderungen der anderen Rechner und den gegebenen Prioritäten eine Globalbuszuweisung GBZk. Solange die Zuweisung nicht vorliegt, muß MR_k mit der Ausführung des den Zugriff erfordernden Maschinenzyklusses warten (Ready-Steuerung).
Nach [1] lassen sich drei grundlegende Prinzipien für den Aufbau der Bussteuerung unterscheiden:

- daisy chaining
- polling
- independent requests.

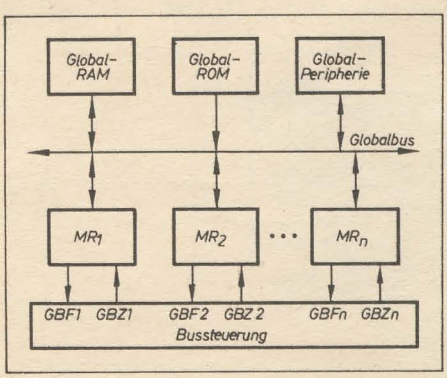


Bild 1: Systemstruktur bei Kopplung von Mikrorechnern (MR) über ein gemeinsames Bussystem (Globalbus)

Ausgehend von einer allgemeinen Erläuterung dieser Steuerungsprinzipien wird eine Bussteuerung für die Kopplung von drei Rechnern näher vorgestellt.

Daisy-chaining-Prinzip

Bild 2 zeigt die bei Anwendung dieses Prinzips entstehende Struktur.

Es gelten mit $k = 1, 2, \ldots, n$:

$$GBFk = \begin{cases} 1, \text{ wenn } MR_k \text{ den Globalbus anfordert} \\ 0, \text{ sonst} \end{cases}$$

$$GBBk = \begin{cases} 1, \text{ wenn } MR_k \text{ den Globalbus belegt hat} \\ 0, \text{ sonst} \end{cases}$$

$$GBF' = \bigvee_{i=1}^{n} GBFi \qquad (1)$$

$$GBB' = \bigvee_{i=1}^{n} GBBi \qquad (2)$$

Beabsichtigt ein Rechner MR_k, den Globalbus zu benutzen, so aktiviert er GBFk bzw. GBF' und erwartet das Zuweisungssignal GBZk. Dieses wird entsprechend Gl. (3) gebildet.

$$GBZk = \begin{cases} GBF' \wedge \overline{GBB'}, & \text{für } k = 1 \\ GBZ1 \wedge \bigwedge_{i=1}^{k-1} \overline{GBFi} & \text{für } k > 1 \end{cases} \qquad (3)$$

In jedem Rechner MR_i ($i < n$) findet dabei die Verknüpfung (4) statt.

$$GBZ(i+1) = GBZi \wedge \overline{GBFi} \qquad (4)$$

Eine Zuweisung erfolgt somit nur dann, wenn der Globalbus frei ist und kein Rechner MR_l mit $l < k$ eine Busforderung gestellt hat. Nach Empfang der Zuweisung aktiviert MR_k das Signal GBBk, nimmt seine Busforderung zurück und belegt den Bus.

Während der Belegungszeit gilt wegen der Verknüpfungen (2) und (3)

$$\bigvee_{i=1}^{n} GBZi = 0$$

Das Zuweisungssignal GBZk muß somit von MR_k für die Dauer der Belegung gespeichert werden.

Vorteile

- Geringer Aufwand
- Anzahl der Steuerleitungen ist unabhängig von der Rechneranzahl
- erweiterungsfähig.

Nachteile

- Fehlerfortpflanzungsmöglichkeit (Signalverkettung)
- feste Prioritäten $P_k = k$*)
- Laufzeit des Zuweisungssignals steigt mit k.

Polling-Prinzip

Bild 3 dient zur Illustration des Polling-Prinzips. Wie beim Daisy-chaning-Prinzip existieren die Signale GBFk, GBBk, GBF' und GBB' mit $k = 1, 2, \ldots, n$.
Die Bussteuerung besteht aus einem Ringzähler mit n Zuständen. Er wird mit dem Takt Q' betrieben.

$$Q' = Q \wedge \overline{GBB'} \wedge GBF' \qquad (5)$$

Q = Generatortakt

Sobald ein Rechner MR_k den Bus anfordert und dieser frei ist, beginnt der Zähler, seine Zustände zu durchlaufen. Jedem Zustand i entspricht ein Abtastsignal Ai, das in MR_i durch die Verknüpfung (6) ausgewertet wird:

$$GBBi = Ai \wedge GBFi \qquad (6)$$

Nach Aktivierung des Signals GBBk kann MR_k auf den Bus zugreifen. Während der Belegung und bis zum Eintreffen einer neuen Forderung wird Q' entsprechend den Beziehungen (2) und (5) unterbrochen.
Durch die Wahl des Zustandes, den die Steuerung nach Beendigung des Buszugriffs von MR_k einnimmt, lassen sich verschiedene Prioritätsstrategien realisieren:

- rotierende Prioritäten
  Übergang von Zustand k nach Zustand $k + 1$
- feste Prioritäten
  Übergang von jedem Zustand k nach Zustand j (MR_j hat dann die höchste Priorität).

Vorteile

- Programmierbarkeit (Beeinflussung des Zählerverhaltens)
- wenig Steuerleitungen
- Variierbarkeit der Prioritätsstrategie.

*) Der Zahlenwert P_i ($i = 1, 2, \ldots, n$) fällt mit steigender Priorität

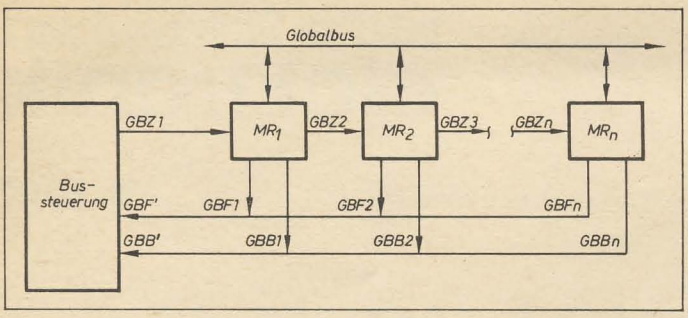


Bild 2: Daisy-chaining-Prinzip

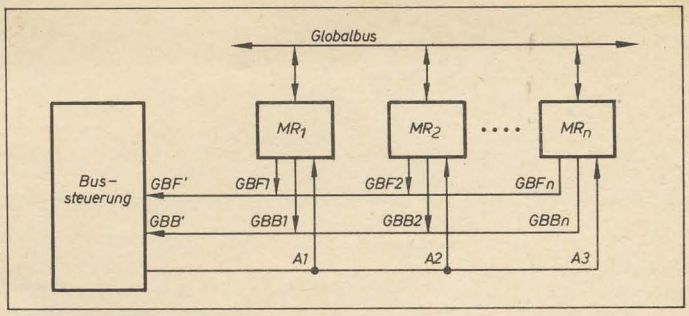


Bild 3: Polling-Prinzip

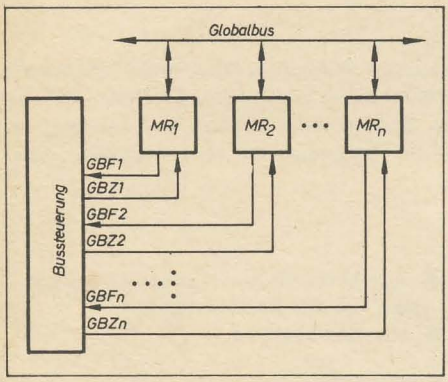


Bild 4: Bussteuerung mit unabhängigen Forderungssignalen (Independent Requests) ◀

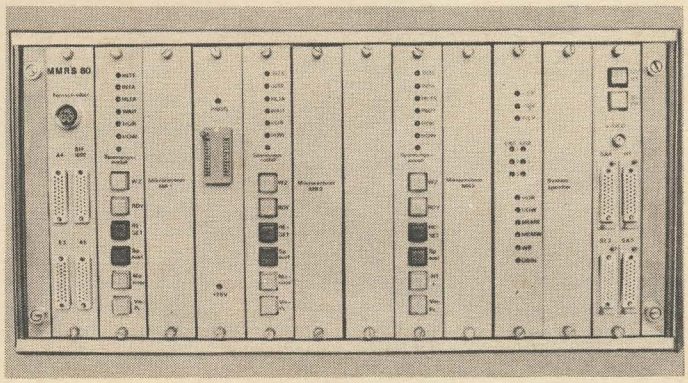


Bild 6: Konstruktiver Aufbau des Dreirechnersystems

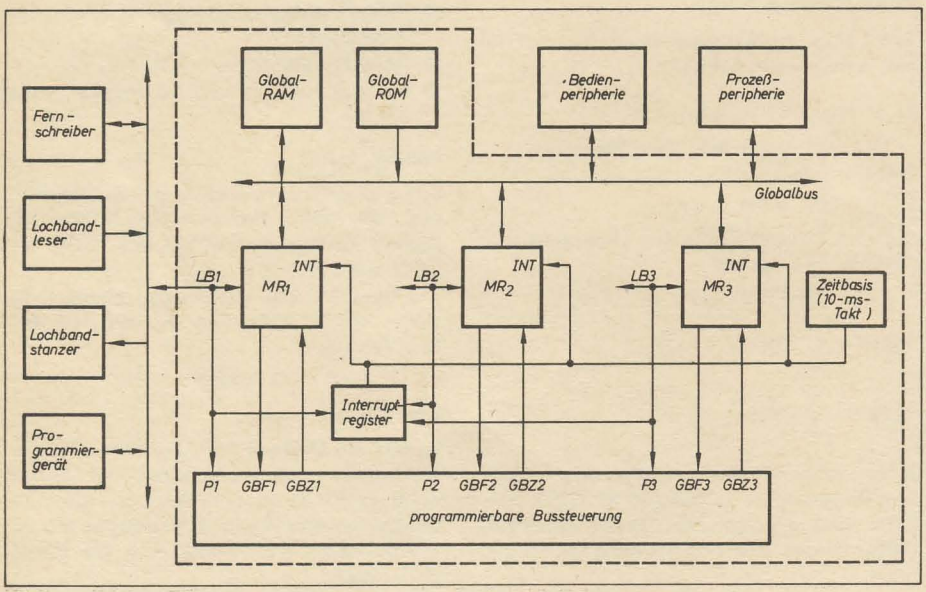


Bild 5: 8080-Dreirechnersystem. Pi = Programmiereingang i, LBi = Lokalbus i

Nachteil

- relativ lange Entscheidungszeit.

Independent-Requests

Bild 4 zeigt die bei Anwendung dieses Prinzips entstehende Struktur.

Beabsichtigt ein Rechner MR_k mit $k = (1, 2, \ldots, n)$, den Globalbus zu benutzen, so informiert er die Bussteuerung durch Aktivieren des Signals GBFk darüber. Diese entscheidet daraufhin in Abhängigkeit vom Belegungszustand des Busses, den Forderungen der anderen Rechner und den gegebenen Prioritäten über den Zeitpunkt der durch Aussenden von GBZk erfolgenden Zuweisung. Sobald MR_k dieses Signal empfängt, führt er den angemeldeten Globalbuszugriff aus. Nach Beendigung des Zugriffs wird der Bus durch Zurücknahme der Forderung freigegeben.

Im Interesse möglichst hoher Entscheidungsgeschwindigkeiten ist es sinnvoll, die Bussteuerung durch eine asynchrone Schaltung zu realisieren. Unterschiedliche Varianten für ihren Aufbau sind in [2] [3] [4] beschrieben.

Vorteile

- hohe Entscheidungsgeschwindigkeit, da keine sequentielle Identifizierung der den Bus anfordernden Rechner notwendig ist
- Programmierbarkeit, da alle Informationen zentral in der Bussteuerung erfaßt und verarbeitet werden
- Implementierbarkeit verschiedener Prioritätsstrategien.

Nachteile

- hoher Verbindungs- und Schaltungsaufwand
- wenig erweiterungsfähig.

Aufbau einer Bussteuerung

Wegen der genannten Vorteile wurde für das in den Bildern 5 und 6 dargestellte 8080-Dreirechnersystem [5], [7] eine zentrale Bussteuerung, die nach dem Independent-Request-Prinzip arbeitet, realisiert. Bild 7 zeigt ihren prinzipiellen Aufbau.

Die Globalbusforderungen GBFi (i = 1, 2, 3) werden entsprechend Gl. (7) aus dem Status des Prozessors und der Adresse der angesprochenen Funktionseinheit abgeleitet.

$$GBF = (MEMR \vee MEMW) \wedge GSA \vee (I/OR \vee I/OW) \wedge GGA \qquad (7)$$

$$GSA = \begin{cases} 1, \text{ wenn eine globale Speicheradresse ausgesandt wird} \\ 0, \text{ sonst} \end{cases}$$

$$GGA = \begin{cases} 1, \text{ wenn eine globale E-A-Adresse ausgesandt wird} \\ 0, \text{ sonst} \end{cases}$$

MEMR = Status Speicher lesen
MEMW = Status Speicher schreiben
I/OR = Status E-A-Lesen
I/OW = Status E-A-Schreiben

Das Verhalten der Bussteuerung kann programmtechnisch durch Eintragen von Programmierworten in ein Exklusivforderungs-, ein Prioritätsforderungs- und ein Trennregister beeinflußt werden. Der Zugriff auf diese Register, die z. B. durch PIO-Ports gebildet werden können, erfolgt über die lo-

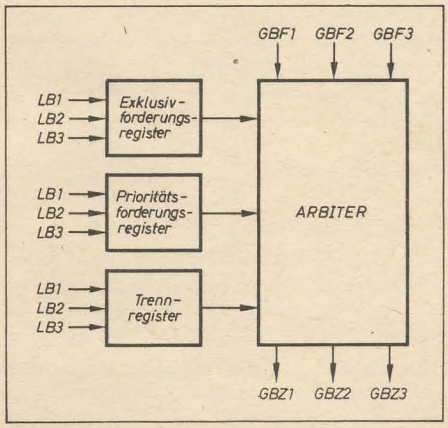


Bild 7: Prinzipieller Aufbau der programmierbaren Bussteuerung. LBi = Lokalbus von MR_i

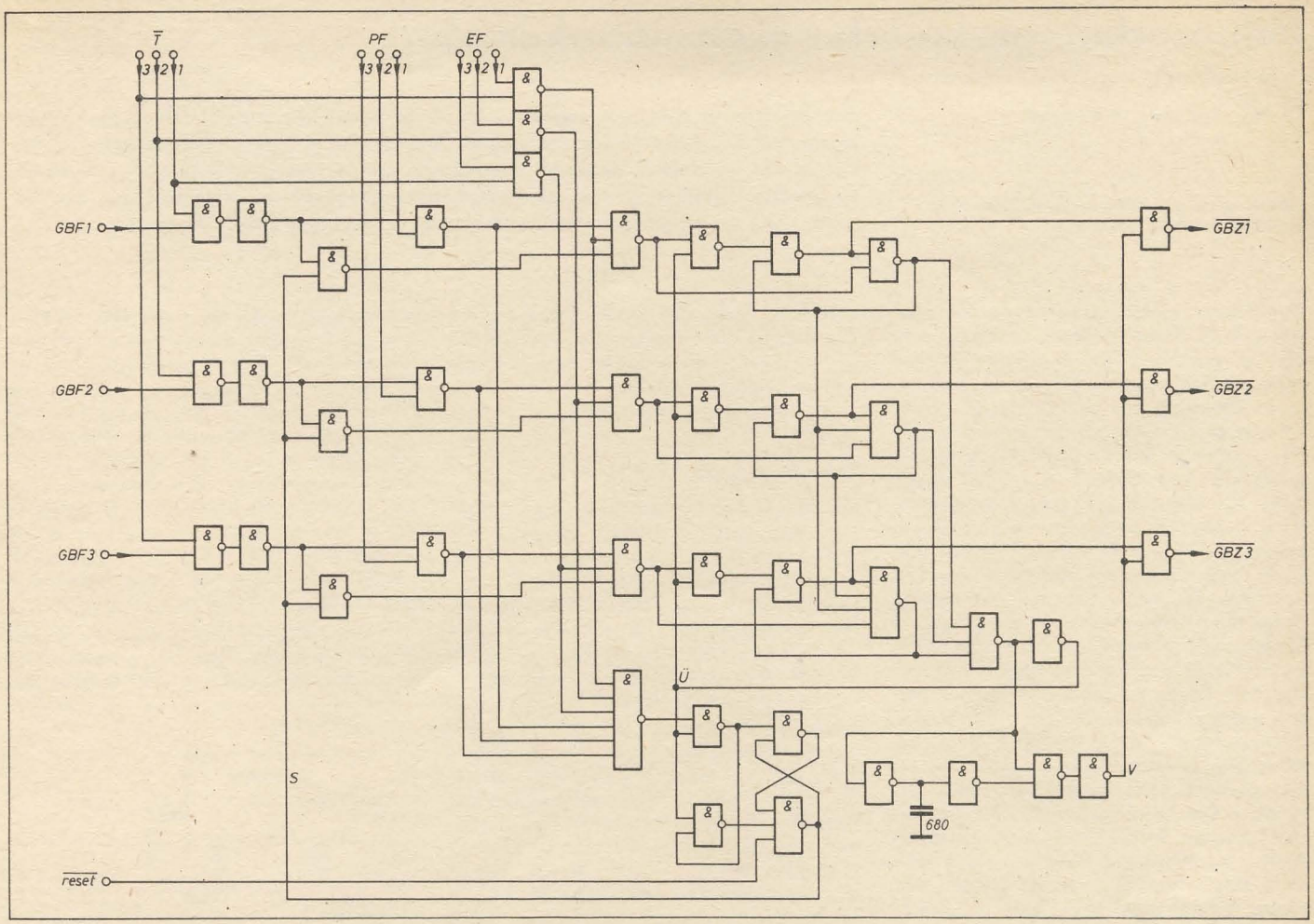


Bild 8: Schaltung des Arbiters der Bussteuerung

kalen Bussysteme LBi (s. Bild 5) der Rechner.

Bei Exklusivforderung wird der Globalbus, sobald er frei ist, dem anfordernden Rechner fest zugeordnet. Diese Zuordnung besteht bis zur Rücknahme der Exklusivforderung. Es ist den Rechnern dadurch möglich, ihre Globalbuszuweisungszeit unabhängig von den Signalen GBFi zu bestimmen. Dies ist insbesondere für die konfliktfreie Belegung nicht individuell verwalteter globaler Betriebsmittel von Interesse [6].

Das Prioritätsforderungsregister ermöglicht eine programmtechnische Beeinflussung der den Rechnern zugeordneten Prioritäten, während sie über das Trennregister zwangsweise vom Globalbus getrennt werden können. Letzteres gestattet die programmtechnische „Isolierung" eines fehlerhaft arbeitenden Rechners vom Globalbus und führt so zu einer Verbesserung der Systemverfügbarkeit.

Der Aufbau des Arbiters (Entscheidungslogik) der Bussteuerung ist im Bild 8 dargestellt. Er wird nachfolgend erläutert.

Bedeutung der Eingangssignale GBFi, PFi, EFi und Ti (i = 1, 2, 3):

$$GBFi = \begin{cases} 1, \text{ wenn } MR_i \text{ den Globalbus (nichtexklusiv) anfordert} \\ 0, \text{ sonst} \end{cases}$$

$$PFi = \begin{cases} 1, \text{ wenn } MR_i \text{ Priorität angemeldet hat} \\ 0, \text{ sonst} \end{cases}$$

$$EFi = \begin{cases} 1, \text{ wenn } MR_i \text{ den Globalbus exklusiv anfordert} \\ 0, \text{ sonst} \end{cases}$$

$$Ti = \begin{cases} 1, \text{ wenn } MR_i \text{ zwangsweise vom Globalbus isoliert wurde} \\ 0, \text{ sonst} \end{cases}$$

Bedeutung der Ausgangssignale GBZi (il = 1, 2, 3):

$$GBZi = \begin{cases} 1, \text{ wenn der Globalbus } MR_i \text{ zugewiesen wurde} \\ 0, \text{ sonst} \end{cases}$$

Bedeutung der internen Steuersignale Ü und V:

$$Ü = \begin{cases} 1, \text{ wenn der Globalbus nicht belegt ist} \\ 0, \text{ sonst} \end{cases}$$

V: dient zum Ausblenden von Hazards (verzögerte Öffnung der Zuweisungstore)

Weiterhin gelten:

- Normalforderungen
  GBFi = 1, PFi = 0, EFi = 0
- priorisierte Forderungen
  GBFi = 1, PFi = 1, EFi = 0
- Exklusivforderungen
  GBFi = ∅, PFi = ∅, EFi = 1

Die priorisierten und die Exklusivforderungen sind hinsichtlich der Prioritäten gleichgestellt.

Die Normalforderungen werden durch das interne Steuersignal S unterdrückt, falls priorisierte oder Exklusivforderungen bestehen. Haben mehrere Rechner Forderungen derselben Rangstufe gestellt, so wird stets nach den im Arbiter verdrahteten festen Prioritäten $MR_1 \rightarrow MR_2 \rightarrow MR_3$ entschieden.

In der Tafel sind die den Rechnern MR_i (i = 1, 2, 3) in Abhängigkeit von PFi und EFi zugeordneten Prioritäten zusammenfassend dargestellt. Die Entscheidungszeit des Arbiters beträgt bei Verwendung von Bauelementen der Serie D 20 etwa 100 ns.

Prioritäten der Rechner MR_i

PF1	EF1	PF2	EF2	PF3	EF3	Priorität MR_1	Priorität MR_2	Priorität MR_3
0		0		0		1	2	3
0		0		1		2	3	1
0		1		0		2	1	3
0		1		1		3	1	2
1		0		0		1	2	3
1		0		1		1	3	2
1		1		0		1	2	3
1		1		1		1	2	3

Literatur

[1] Thurber, K. J., u. a.: A Systematic Approach to the Design of Digital Bussing Structures. Proc, AFIPS 1972, Fall Joint Comp. Conf., S. 719–740

[2] Pearce: Asynchronous Arbiter Modules. IEEE Transactions on Computers C-24 (1975) H. 9, S. 931 und 932

[3] Plummer, W. W.: Asynchronous Arbiters. IEEE Transactions on Computers C-21 (1972) H. 1, S. 37–41

[4] Hojberg, K. S.: An Asynchronous Arbiter Resolves Ressource Allocation Conflicts on a Random Priority Basis. Computer Design 16 (1977) H. 8, S. 120–123

[5] Koger, E.; Winter, W.: Steuerung einer experimentellen Vermittlungsanlage durch gekoppelte Mikrorechner. Nachrichtentechnik · Elektronik 30 (1980) H. 9, S. 382–388

[6] Winter, W.; Cimander, W.: Zur Betriebsmittelverwaltung bei Kopplung von Mikrorechnern über ein gemeinsames Bussystem. Nachrichtentechnik · Elektronik 30 (1980) H. 10, S. 400–402

[7] Ritter, H.; Ritter, N.: Aufbau und Kopplung von 8080 Mikrorechnern, Diplomarbeit 1978, TU Dresden, Sektion Informationstechnik

Mikrorechnergesteuerter Examinatorkomplex

Dr.-Ing. HEINZ PÄTOW

Mitteilung aus der Pädagogischen Hochschule „Liselotte Herrmann" Güstrow

Der Einsatz von Mikroprozessoren gestattet die programmgesteuerte Bearbeitung pädagogischer Resultatermittlungsprozesse mit kleinen und z. T. auch mobilen Anlagen. Damit ist die Möglichkeit gegeben, unabhängig von in diesem Bereich bisher vorrangig eingesetzten Großrechnern echte Rationalisierungsmaßnahmen durchzusetzen. Ein Einplatz- und ein Sechsplatzexaminator werden im vorliegenden Beitrag vorgestellt.

Der Einsatz elektronischer Rechenanlagen hat sich im Hochschulwesen seit vielen Jahren in verschiedenen Anwendungsformen grundsätzlich bewährt [1] [2]. Es sind jedoch vorrangig nur festinstallierte Großrechner zum Einsatz gekommen, die wegen ihrer größeren Speicherkapazitäten gleichzeitig für verschiedene Aufgaben (auch über den Rahmen pädagogischer Anwendungen hinaus) eingesetzt werden. Damit stehen sie in der Regel nicht immer und auch nicht am Ort des pädagogischen Geschehens zur Verfügung. Bei der Anwendung von Mikrorechnern ändern sich diese Verhältnisse grundlegend, da mobile Anlagen mit zwar begrenzterer, aber immer verfügbarer Bearbeitungsbereitschaft geschaffen werden können. Wegen der geringen Abmessungen und des geringen Energiebedarfs werden auch Massenproduktionen für das gesamte Bildungswesen durchaus diskutabel. Die beim Einsatz bestehenden ergonomischen Probleme können in vielen Fällen mit Hilfe der Software gelöst werden, was unbedingt erwähnt werden soll. Dabei werden zwei von einem Mikrorechner gesteuerte Examinatoren vorgestellt:

- ein Einplatzexaminator für Einzelkontrollen
- ein komplexer Examinator mit sechs Plätzen für Gruppenkontrollen.

Beide Geräte arbeiten nach dem „Auswahlantworten"-Prinzip. Die Struktur der Anlage ist im Bild 1 dargestellt.

Struktur und E-A-Anschlüsse des Mikrorechners

Der steuernde Mikrorechner arbeitet auf der Basis des Prozessorbausteines U 808 D. Seine Grundstruktur ist in [3] dargestellt. Er wurde zusätzlich mit einem statischen 1-K-RAM, einem erweiterten E-A-Tor-Dekoder sowie einer Interrupt-Steuerung zum Aufrufen der Programmanfänge von PEX 1 bzw. PEX 2 ausgerüstet. Weiterhin wurden an der Steuerlogik geringe Veränderungen dahingehend vorgenommen, daß eine programmunterstützte Befehlseingabe von der Bedienkonsole her möglich wird. Das Einlesen der Programme von einem (handangetriebenen) Lochstreifenleser ist in Vorbereitung, wofür ebenfalls eine Software-Unterstützung vorgesehen ist. Für die Steuerung der Examinatoren bzw. für die Datenübernahme von dort ist ein umfangreicher Datenfluß erforderlich, der im Bild 2 verdeutlicht ist.

Die entsprechenden Signalflüsse werden über Steckkontakte den beiden Examinatoren zugeführt. Die Kabellängen zu den Geräten PEX 1 und PEX 2 betragen 1,5 m bzw. 0,5 m. Die Datenleitungen D_0 bis D_2 (Antworteingabe), $\overline{A_0}$ bis $\overline{A_3}$ (Zensurenausgabe) sowie die Steuerleitung $\overline{OUT\,8}$ werden an beiden Examinatoren benötigt und demzufolge galvanisch verzweigt. Der Probebetrieb hat gezeigt, daß bei Betrieb des einen Examinators das Verbindungskabel zum anderen Examinator getrennt werden sollte, um ein Mitlaufen der Signalelemente (z. B. LEDs) aus pädagogischen Gründen zu vermeiden.

Einplatzexaminator (PEX 1)

Der Einplatzexaminator PEX 1 ist so ausgelegt, daß durch Betätigen der Taste Ta_1 über einen adressierten Restart-Befehl der Eingabeteil des Programmes PEX 1 angesprungen wird. Das Programm beginnt mit einem HALT-Befehl, so daß die Eingabe der richtigen Antworten (Sollantworten) mit dem Auslösen der START-Taste Ta_2 begonnen werden kann (s. Bild 3).

Nach der Eingabe der vorgesehenen sechs Sollantworten über die Antworttastatur („1", „2", „3" oder „4" entsprechend der für jede der sechs Fragen festgelegten vier Auswahlantworten) wird über das Betätigen der START-Taste Ta_2 seitens des zu Prüfenden der Steuer- und Bewertungsteil des Programmes aktiviert. Die jeweils zu beantwortende Frage wird über eine Leuchtdiode angezeigt, wonach die Antwort über Tastendruck in den Programmspeicher übernommen wird. Nach der Beantwortung wird die nächste Frage signalisiert usw. Die Eingabe erfolgt über einen programmtechnisch (Signal OUT 8) löschbaren Zwischenspeicher und einen entsprechenden 1-aus-4-Dekoder, der die jeweilige Antwort auf den Datenleitungen D_0 bis D_2 dual zur Verfügung stellt (s. Bild 3, Mittelteil).

Nachdem alle sechs Fragen beantwortet wurden, erlischt die steuernde LED-Anzeige, und das Programm tritt in den Bewertungsteil ein. Dieser Teil ist eine ausgesprochen pädagogische Angelegenheit, weshalb er hier nur erwähnt werden soll, ausführlicher wird darüber in [4] berichtet. Aus technischer Sicht ist nach der erfolgten Bewertung der Leistungen die Zensurenanzeige zu realisieren. Sie erfolgt in sehr einfacher Weise über die Akkumulatorausgabe in den Ausgabekanal OUT 15. Die Anzeige selbst erfolgt mit Hilfe einer Siebensegmentanzeige (VQB 37 mit Lupenvorsatz) (Bild 3).

Das Einschalten der die zu beantwortenden Fragen signalisierenden LED-Elemente wird über ihnen zugeordnete $\overline{OUT}$-Befehle ge-

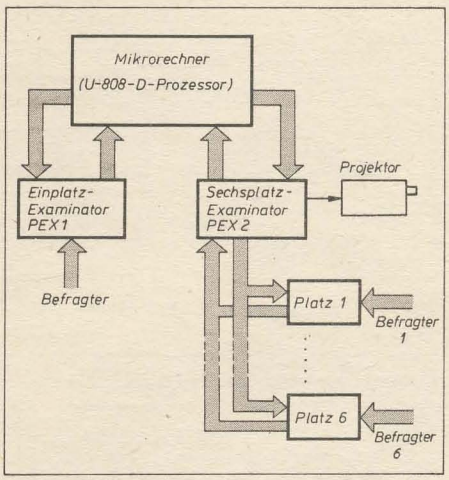


Bild 1: Prinzipieller Aufbau des mikrorechnergesteuerten Examinatorkomplexes

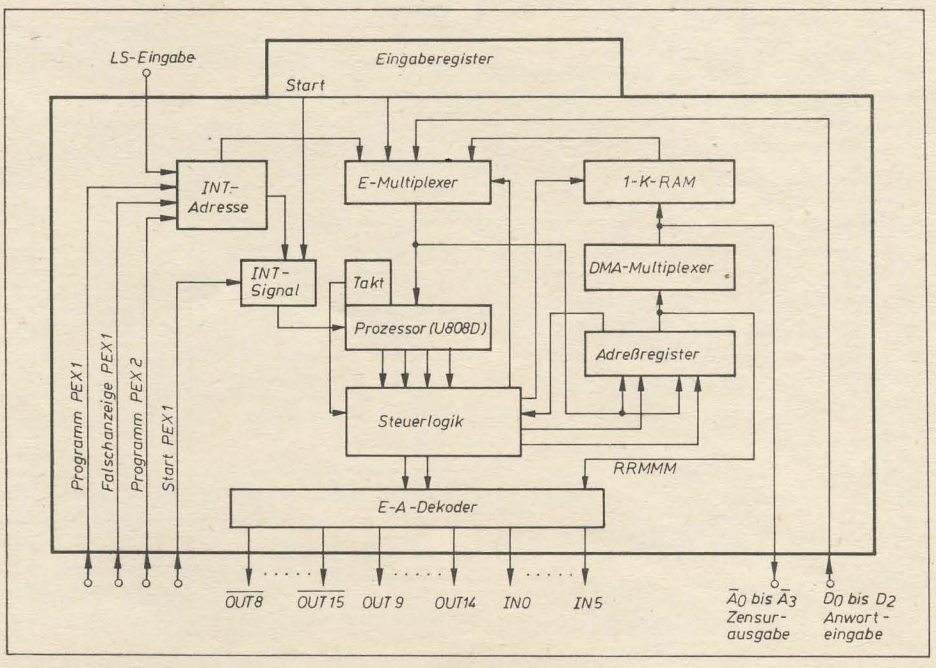


Bild 2: Struktur des Rechners, der Steuer- und der Datenflußleitungen

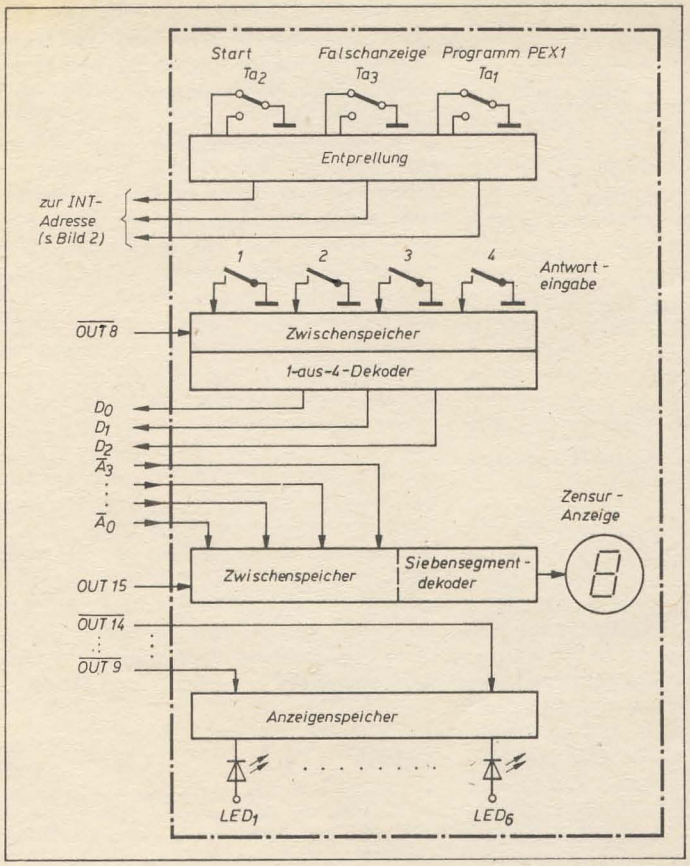


Bild 3: Struktur des Examinators PEX 1

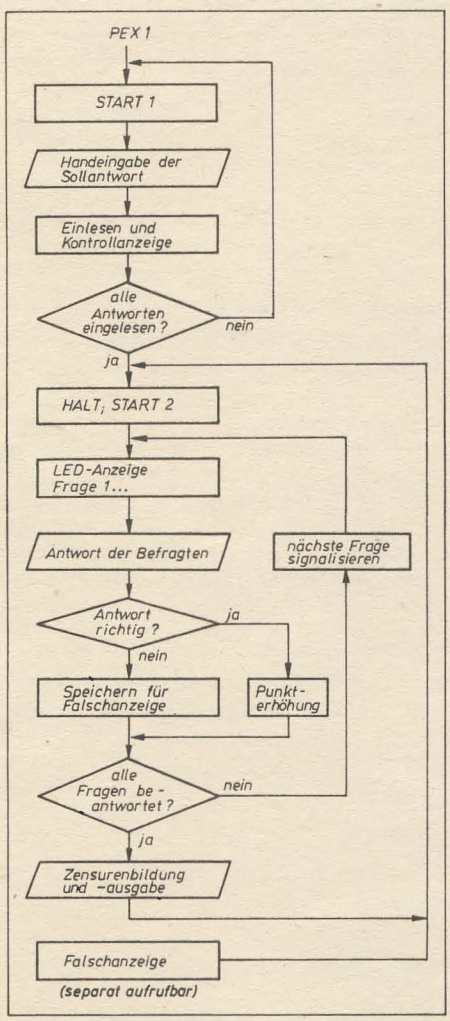


Bild 4: Programmablaufplan PEX 1

steuert (Signale $\overline{OUT\,9}$ bis $\overline{OUT\,14}$ im Bild 3). Das Programm gestattet nach der Zensurenausgabe die LED-signalisierte Anzeige (Blinken) jener Fragen, die falsch beantwortet wurden. Das geschieht durch einen mit Restart adressierten Programmaufruf mit Hilfe von Ta_3 (Bild 3). Die Anzeige bewirkt ein zehnmaliges Blinken und kann vor einem erneuten Programmstart (Prüfungszyklus) beliebig oft aufgerufen werden.

Ein ausführlicherer Programmablaufplan ist ebenfalls in 4 zu finden. Es soll hier im Bild 4 nur ein grober Verbalalgorithmus angegeben werden.

Das Programm arbeitet mit Unterprogrammen zur softwaremäßigen Kompensation von Schalterprellungen. Es besteht aus etwa 250 Maschinenbefehlen und kann damit bequem auf einem 1-K-RAM untergebracht werden. Zu beachten ist, daß innerhalb des Programmablaufes verschiedene Ausgabebefehle programmgesteuert verändert werden müssen sowie variable Felder zu belegen sind (z. B. Falschanzeige). Diese Tatsache hat für die technische Konzeption bei Verwendung von festen Programmspeichern (ROMs) softwaremäßige Konsequenzen.

Examinator mit sechs Plätzen (PEX 2)

Während der Einplatzexaminator aus einem kompakten Einzelgerät besteht und damit nur eine begrenzte Fragenanzahl (sechs bis zehn) und gleichzeitig auch nur eine Einzelprüfung gestattet, unterliegt eine weiterentwickelte Variante mit sechs Plätzen (PEX 2) diesen Einschränkungen nicht. Sie gestattet außerdem breite pädagogische Experimentiermöglichkeiten. Diese Anlage, deren Steuerprogramm ebenfalls auf dem 1-K-RAM untergebracht ist, besteht aus einem separaten Gerät mit sechs Kabelanschlüssen zu den im Prüfungsraum örtlich verteilten Eingabe- und Ausgabeeinheiten. Zusätzlich wird ein für die Darbietung der Fragen und Auswahlantworten rechnergesteuerter Diafilmprojektor (J 24 B) eingesetzt. Ausgehend vom Bild 1 soll dieser Gerätekomplex ebenfalls dargestellt werden (Bild 5).

Der Aufruf des Programmbeginns von PEX 2 wird über die Taste Ta_1 (Bild 5) ebenfalls über eine Restart-Adresse vorgenommen. Gleichzeitig schaltet der Projektor das erste Bild mit den richtigen Antworten der (nunmehr beliebig vielen) Fragen auf die Leinwand. Die Eingabe erfolgt nach einem ähnlichen Algorithmus wie bei PEX 1 vom Be-

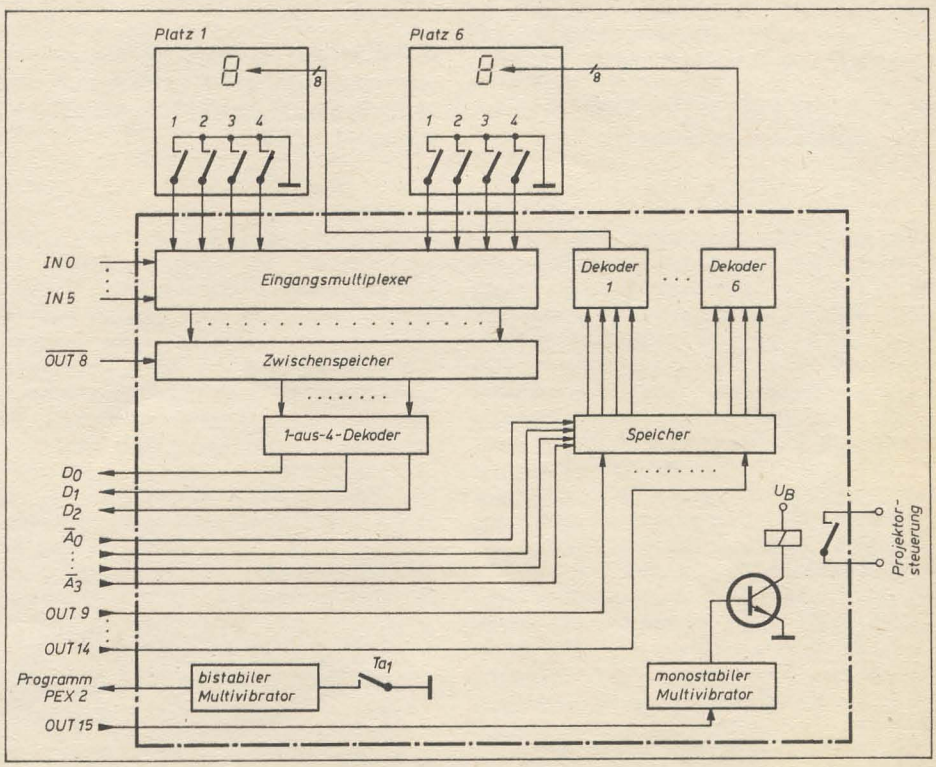


Bild 5: Struktur des Sechsplatzexaminators PEX 2

dienplatz 1 aus. Die Anzeige der eingegebenen Sollantworten erfolgt zur Kontrolle ebenfalls am Platz 1. Diese Tätigkeit ist vor der Prüfung vorzunehmen, damit die zu Prüfenden über diesen Bildinhalt keine Kenntnis erhalten.
Ein Betätigen der START-Taste am Mikrorechner löst den ersten Fragezyklus aus. Es erscheint die erste Frage mit den vorgegebenen Auswahlantworten. Der Eingangsmultiplexer wird solange mit den Eingabesignalen IN 0 bis IN 6 zyklisch abgefragt, bis fünf von sechs Antworten vorliegen. Danach bestimmt das Programm den Platz, dessen Antwort noch nicht vorliegt und gibt ein Blinksignal als Kennzeichen dafür aus, daß vom nunmehr Letzten die Antwort erwartet wird.
Die Programmierung dieser Variante ist mit einem relativ großen Aufwand verbunden, soll aber vorrangig pädagogischen Zwekken dienen, die hier nicht vordergründig zu diskutieren sind. Sofern der Letzte seine Antwort gegeben hat, werden alle sechs Antworten sofort bewertet, aber das Ergebnis noch nicht ausgegeben (an dieser Stelle bieten sich ebenfalls umfangreiche pädagogische Experimentiermöglichkeiten an). Der Rechner veranlaßt den Projektor, die nächste Frage anzubieten. Die Anzahl der zu bearbeitenden Fragen kann beliebig festgelegt werden, es sind diesbezüglich lediglich Zykluskonstanten und Feldvereinbarungen im Programm zu verändern. Nach der Beantwortung der letzten Frage (im vorliegenden Fall wurden zehn Fragen einprogrammiert) erscheint nach der Abarbeitung weiterer Programmabschnitte sofort die erreichte Zensur an jedem Platz. Eine grobe Darstellung des Programmablaufes zeigt Bild 6.

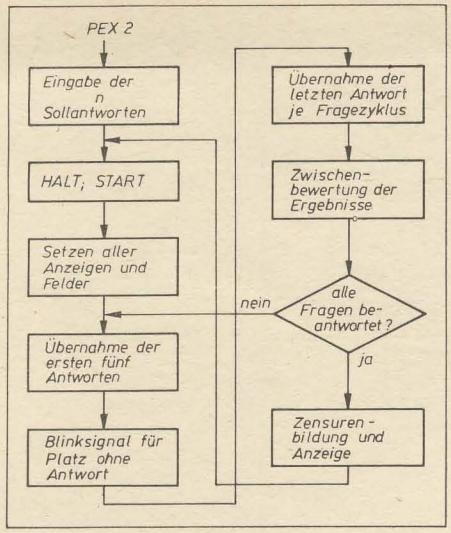


Bild 6: Programmablaufplan PEX 2

Das in Maschinensprache vorliegende Programm ist wesentlich komplizierter als das von PEX 1. Es besteht aus etwa 500 Befehlen und kann damit ebenfalls auf dem 1-K-RAM untergebracht werden. Die Speicheraufteilung bzw. -belegung wird so vorgenommen, daß im unteren Adreßbereich die restart-gesteuerten Sprungoperationen für PEX 1 (Eingabe), PEX 1 (Falschanzeige), PEX 2 (Eingabe) und Lochstreifeneinlesen sowie weitere interne Serviceprogramme angelegt werden. Es folgt dann PEX 1, danach zwei ineinandergeschaltete Unterprogramme für die Blinkanzeigen (von PEX 1 und PEX 2 benutzt) sowie das letzte Hauptprogramm PEX 2 mit seinen am Ende angeordneten Datenfeldern. Insgesamt wird der Adreßbereich von 0000_H bis $02CF_H$ genutzt.

Das Programm PEX 1 wurde über eine Zeit von sechs Wochen unmittelbar im hochschulpädagogischen Prozeß getestet. Es ergaben sich Notwendigkeiten vorrangig hardwaremäßiger Veränderungen. PEX 2 wurde ausgiebig im Labor erprobt und wird demnächst dem Praxiseinsatz zugeführt.
Es soll abschließend festgestellt werden, daß die Beschränkung solcher komplexer Examinatoren auf sechs Plätze keine zwingende Notwendigkeit darstellt. Ihre Höchstzahl hängt von der Anzahl der auf dem Mikrorechner adressiert programmierbaren IN- und OUTPUT-Kanäle sowie von der Anzahl der je Frage vorgegebenen Auswahlantworten ab. Mit dem Prozessorbaustein U 808 D könnten bei vier Auswahlantworten und der hier vorgestellten technischen Variante 24 Plätze bedient werden, was mehr Zusatzaufwand in der Hardware als in der Software zur Folge hätte.
Mit neueren Rechnerbausteinen (U 880 D in Verbindung mit der PIO U 855 D) können wesentlich umfangreichere Anlagen entworfen werden, deren programmtechnischer Grundbestand (Software) in der Größenordnung des hier eingesetzten bliebe.

Literatur

[1] Krasnov, N. F.: Neue Methoden und technische Lehrmittel an der Hochschule. ZRL-Erfahrungsbericht Juli 1977, Pädagogische Hochschule Erfurt
[2] Köhler, R.; Leiteritz, U., u. a.: Programmierte Leistungskontrolle im Studium. Berlin: VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften 1975
[3] Pätow, H.: Erweiterungsfähige Mikrorechnergrundstufe. radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 4, S. 221–226
[4] Pätow, H.: Mikrorechnergesteuerter Examinator. Wiss. Zeitschrift der PH Güstrow, Pädagogische Fakultät (1980) H. 2

Programmiergerät für EPROM 1702 A

Dipl.-Ing. WOLFGANG KAMMLER
und Dipl.-Ing. BENNO MOSSAU

Mitteilung aus der Sektion Technologie der Elektrotechnik/Elektronik der Ingenieurhochschule Wismar

Dieser Beitrag beschreibt Aufbau und Funktionsweise eines einfachen Gerätes zum Programmieren des EPROMs 1702 A und seiner Äquivalenztypen. Die Konzeption des Gerätes ist für Anwender dieser Festwertspeicher vorteilhaft, denen nicht ständig ein Mikrorechner zur Verfügung steht.

Neben ihrem hauptsächlichen und ursprünglichen Einsatzgebiet als Programmspeicher in der Mikrorechnertechnik haben sich EPROMs ein breites Anwendungsgebiet auch außerhalb der Mikrorechnertechnik z. B. als Kernstück von Dekodern, Programmschaltwerken, Bitmustergeneratoren usw. erobert. Mit zunehmender Verbreitung steigt das Bedürfnis nach Geräten zur einfachen und schnellen Programmierung der Festwertspeicher. In der Mikrorechnertechnik realisiert der Mikrorechner selbst wesentliche Aufgaben des Programmiergerätes (softwaremäßig), so daß sich das Programmiergerät auf eine Zusatzplatine reduziert. In [1] [2] [3] [4] wurden Möglichkeiten zur Programmierung von EPROMs in Verbindung mit Mikrorechnern vorgestellt.
Für den Nichtanwender von Mikrorechnern ist eine rein hardwaremäßige Realisierung des Programmiergerätes vorteilhaft.

Einer der zur Zeit gebräuchlichsten löschbaren Festwertspeicher ist der 1702 A bzw. der 8702 A. Mit einer Kapazität von (256 × 8) bit ist er der kleinste einer Familie von Festwertspeichern gleicher Technologie. Für diesen EPROM, seine modifizierten Varianten und für seine Äquivalenztypen wurde ein einfaches Programmiergerät unter ausschließlicher Verwendung von Bauelementen aus DDR- bzw. RGW-Produktionen entwickelt.
Die Schaltung des Programmiergerätes ergibt sich aus den Programmiervorschriften des Herstellers sowie den Forderungen an die Bedienmöglichkeiten des Gerätes. Diese Forderungen sind

- Handeingabe der zu programmierenden Daten über eine Hexadezimaltastatur
- nach Wahl der Anfangsadresse automatisches Erhöhen der Adresse nach jedem programmierten Wort
- gleichzeitige Anzeige von Adresse und Datenwort im Hexadezimalformat
- Möglichkeit des Lesens des Speicherinhaltes.

Diese Forderungen führen zu einer Gerätekonzeption, die durch Bild 1 veranschaulicht wird.

Gesamtschaltung

Der Eingabemodul ermöglicht die Eingabe des 8-Bit-Adreß- bzw. Datenwortes durch zwei Hexadezimalziffern, wobei die höherwertige Ziffer zuerst eingegeben werden muß. Ein Dekoder wandelt die Hexadezimalziffern (0 bis F) in eine binär kodierte Tetrade und erzeugt ein Steuersignal „Taste gedrückt" zur Übernahmesteuerung des nachgeschalteten Zwischenspeichers. Dieser Zwischenspeicher hat die Aufgabe, die zwei Tetraden zusammenzufassen und für die parallele Weiterverarbeitung bereitzustellen.
Die Anfangsadresse wird über die Tastatur eingegeben, und durch Betätigen der

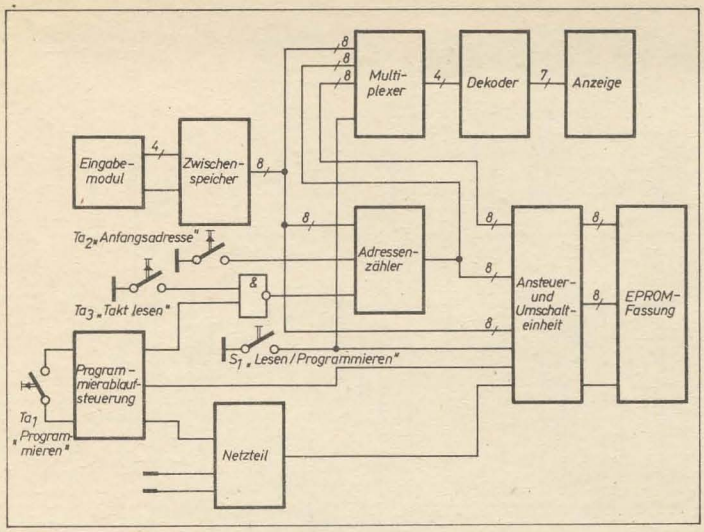


Bild 1: Blockschaltbild des Programmiergerätes

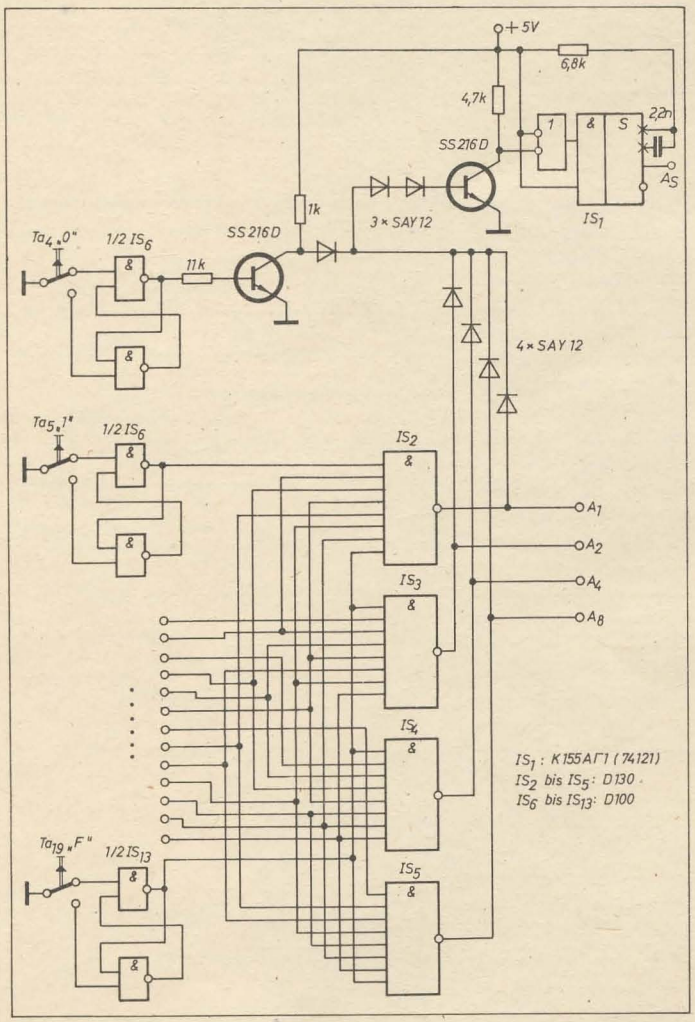


Bild 2: Eingabemodul

Taste Ta_2 „Anfangsadresse" wird der Adressenzähler gesetzt. Jetzt kann das dazugehörige erste Datenwort eingegeben werden. Nach Drücken der Taste Ta_1 „Programmierung" werden entsprechend den Herstellervorschriften die verschiedenen geschalteten Versorgungsspannungen und der Programmierimpuls an den in der Fassung steckenden Schaltkreis angelegt. Ist das erste Datenwort programmiert, wird der Adressenzähler automatisch um eins erhöht; es kann das nächste Datenwort eingegeben und programmiert werden. Während des Programmiervorganges (etwa 0,5 s) leuchtet eine Lumineszenzdiode.

Auf einem vierstelligen Siebensegment-Anzeigetableau werden nebeneinander Adresse und Datenwort dargestellt. Da der Binär-Hexadezimaldekoder relativ aufwendig ist [6], werden die vier Stellen der Anzeige multiplex angesteuert.

Will man den Inhalt eines programmierten Speichers lesen, werden über den Schalter S_1 und die Umschalteinheit die für Lesebetrieb notwendigen Versorgungsspannungen an den EPROM gelegt und die Ausleseschaltung an die Datenausgänge geschaltet. Mit Ta_3 wird beim Lesen des Speicherinhaltes der Adressenzähler weitergestellt.

Baugruppen

Eingabemodul

Zur Verringerung des Verdrahtungsaufwandes wurden die Tastatur und der (1 aus 16)-Binär-Kodewandler zu einer kompakten Baugruppe zusammengefaßt. Bild 2 zeigt die Schaltung des Eingabemoduls. IS_6 bis IS_{13} dienen der Entprellung, IS_2 bis IS_5 realisieren die Dekoderfunktion. Über die Dioden-NOR-Schaltung und das nachgeschaltete Monoflop wird am Ausgang A_x ein Impuls „Taste gedrückt" erzeugt, der die Übernahme des Zwischenspeichers steuert.

Zwischenspeicher

Der Zwischenspeicher (vier D 174) besteht aus vier 2-Bit-Schieberegistern und enthält keine Besonderheiten.

Adressenzähler

Der Adressenzähler ist sehr einfach (zwei D 193). Die Übernahme der Anfangsadresse erfolgt durch Betätigen der entsprechenden Taste (Ta_2). Je nach Betriebsart kann der Zählerstand durch die Programmierablaufsteuerung oder durch Ta_3 „Takt Lesen" um eins erhöht werden.

Multiplexer, Dekoder und Anzeige

Der Multiplexer wurde mit Schaltkreisen D 103 realisiert; die Takterzeugung erfolgt über ein vierstufiges Ringschieberegister. Als Binär-Hexadezimaldekoder wurde eine geringfügig abgewandelte Variante nach [6] übernommen. Bei Vorhandensein spezieller Schaltkreise (MH 74 188) ergeben sich wesentlich einfachere Lösungsmöglichkeiten [7]. Ein entsprechend programmierter 1702 A wäre als Dekoder ebenfalls denkbar, allerdings würde seine Kapazität bei weitem nicht ausgenutzt. Die Anzeige besteht aus vier Siebensegmentanzeigen VQB 71.

Programmierablaufsteuerung

In Verbindung mit dem Netzteil ist diese Baugruppe das Kernstück des Programmiergerätes. Die Konzeption ergibt sich unmittelbar aus den Spezifikationen des Herstellers des Festwertspeichers. Bild 3 zeigt einen Zyklus des Programmiervorganges; in der Tafel 1 sind die Zeitbedingungen für diesen Zyklus zusammengefaßt.

Für die prinzipielle Lösung dieses Problems bieten sich Schaltungen mit in Kette geschalteten Monoflops an. Für das Program-

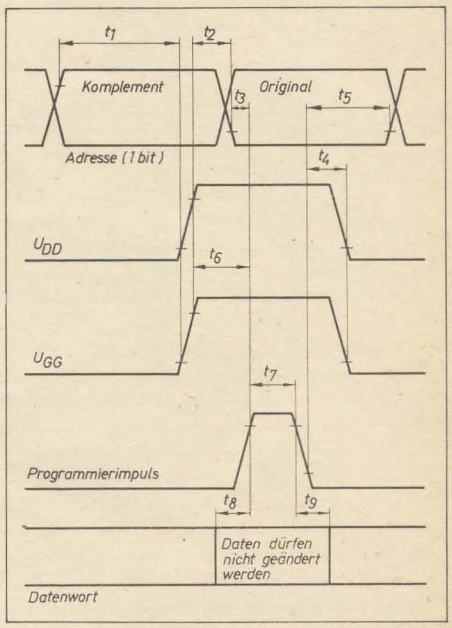


Bild 3: Impulsdiagramm für einen Programmierzyklus

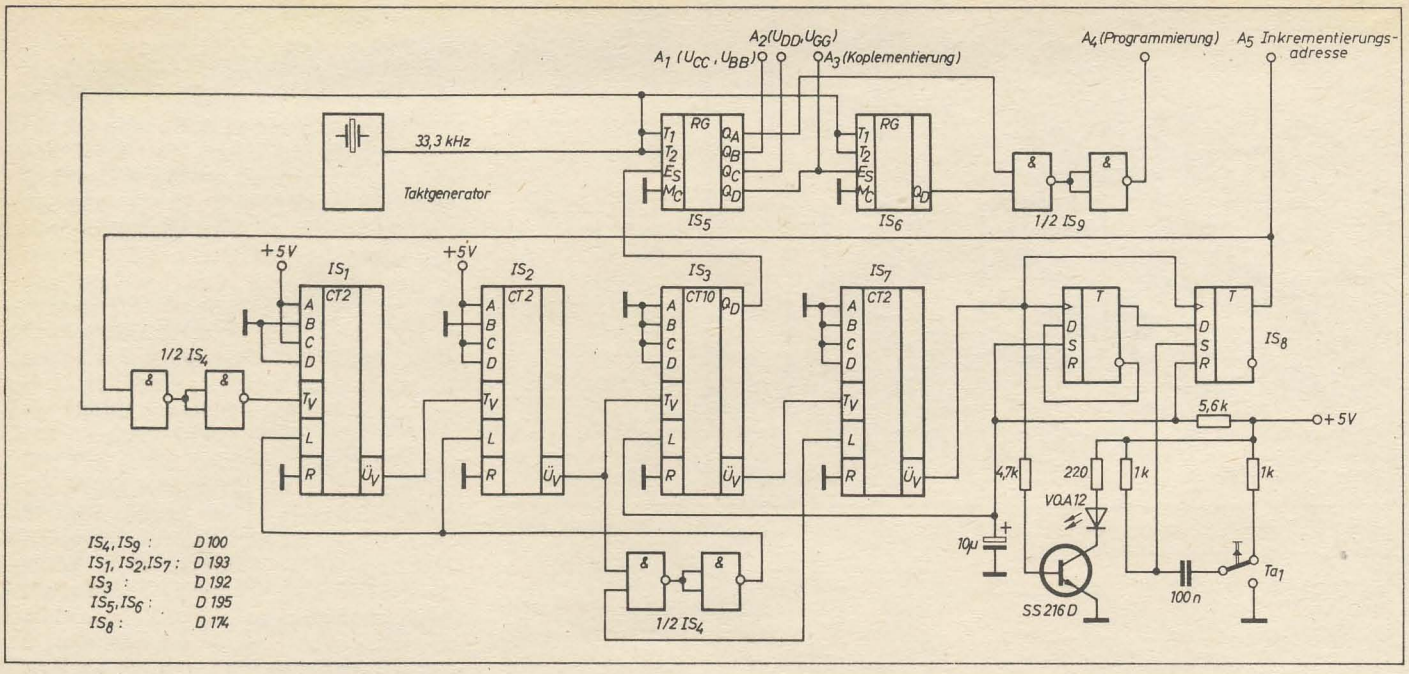


Bild 4: Stromlaufplan der Programmierablaufsteuerung

miergerät wurde jedoch eine Variante mit Schieberegister verwendet, die in modifizierter Form [5] entnommen wurde. Bild 4 zeigt den Stromlaufplan dieser Baugruppe. Die Taktfrequenz beträgt 33,3 kHz, das entspricht einer Periode von 30 µs. Dieser Wert wurde gewählt, weil sich mit diesem Raster alle in der Tafel 1 geforderten Zeiten einfach realisieren lassen. Generator ist ein quarzstabilisierter 100-kHz-Oszillator mit nachgeschaltetem Teiler 3:1. Andere Schaltungen ohne Teiler (Uhrenquarz 32,768 kHz oder RC-Generator) sind leicht möglich.

Betätigt man die Programmiertaste Ta_1, nimmt der Ausgang Q_2 von IS_8 (Bild 4) H-Potential an und legt so die Taktspannung über die Torschaltung an den Eingang des Teilers 430:1 (IS_1 bis IS_3). Dieser erzeugt am Ausgang Q_D Impulse mit einer Folgefrequenz von 77,5 Hz. Das entspricht einer Periode von 12,9 ms und bei der verwendeten Teilerschaltung einem Tastverhältnis von 20 %. Für 2,58 ms liegt der Eingang E_8 des Schieberegisters auf H-Potential. Im Abstand von 30 µs schalten die Parallelausgänge des Schieberegisters (IS_5 und IS_6) auf H-Pegel. Mit diesen Signalen werden in der geforderten Reihenfolge die Versor-

Tafel 1: Zeitbedingungen für den Programmierzyklus

Zeit in µs	t_1	t_2	t_3	t_4	t_5	t_6	t_7	t_8	t_9
min.	25	25	10	10	10	100		25	10
max.				100			3000		

Tafel 2: Betriebsspannungen

Spannungen in V	U_{DD}	U_{GG}	U_{CC}	U_{BB}	Toleranz
Programmieren	0	12	47	59	± 1
Lesen	−9	−9	5	5	± 5 %

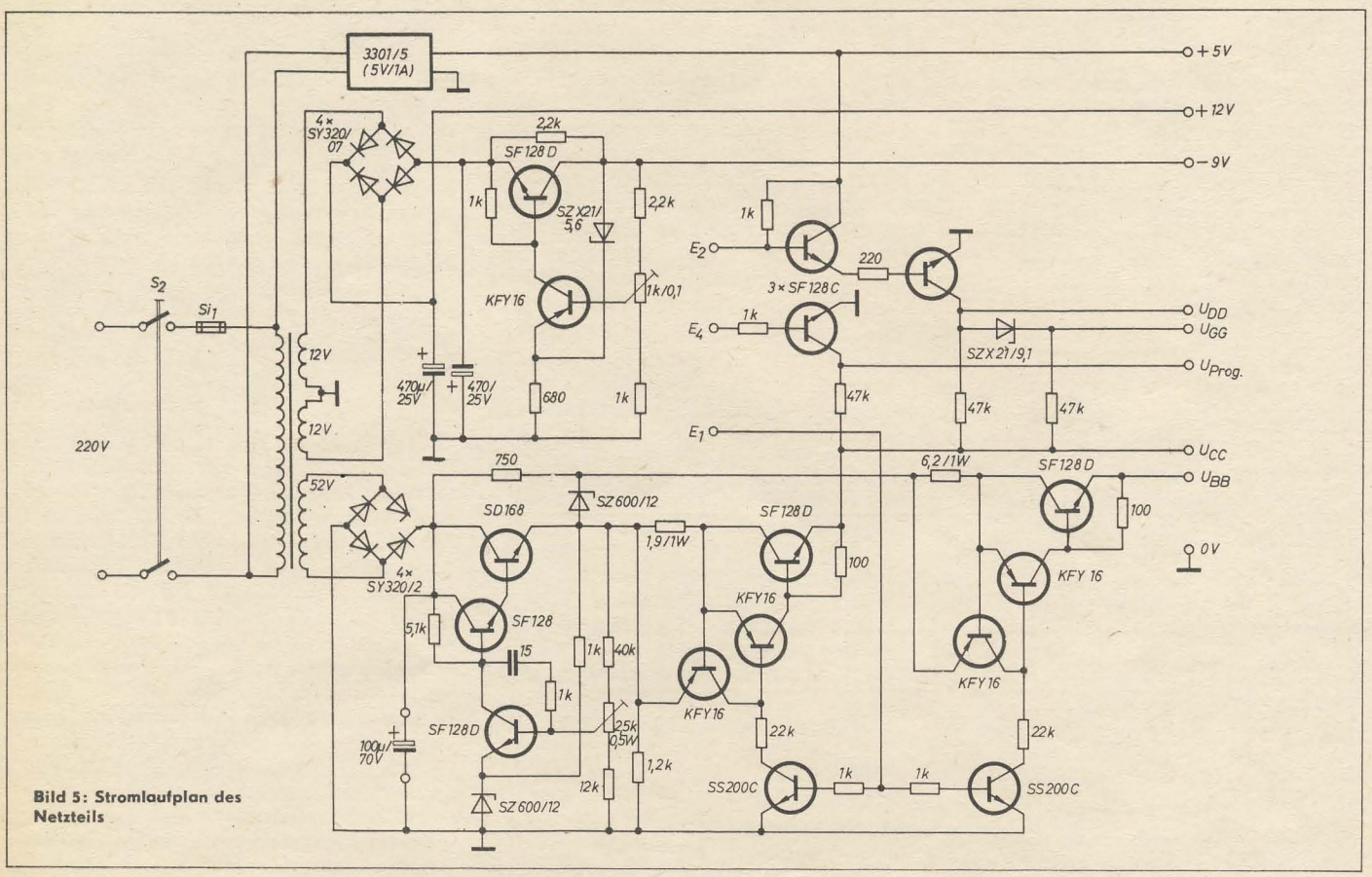


Bild 5: Stromlaufplan des Netzteils

gungsspannungen aktiviert, das Signal zur Komplementierung der Adresse gebildet und der etwa 2,3 ms lange Programmierimpuls ausgelöst. Mit dem Rückgang von E_8 auf L-Pegel werden die Parallelausgänge der Reihe nach ebenfalls auf L-Pegel gesetzt und damit die verschiedenen Spannungen abgeschaltet. Ein Zähler (IS_7 und IS_8) registriert die 77,5-Hz-Impulse und trennt nach 32 Programmierzyklen den Eingang des Teilers vom Taktgenerator ab. Dieses Stoppsignal an Q_2 von IS_8 wird gleichzeitig zur automatischen Erhöhung des Adreßzählers benutzt. Diese Variante der wortweisen, vollständigen Programmierung weicht von der Empfehlung des Herstellers ab. Dadurch ergibt sich eine wesentliche Einsparung: Der sonst zur Speicherung der Daten notwendige RAM (256 × 8 bit) entfällt. Nachteilige Folgen haben sich bisher nicht bemerkbar gemacht. Für ein Wort ergibt sich eine Programmierdauer von 32 × 12,9 ms = 0,41 s, d. h., die reine Programmierzeit für einen Speicherschaltkreis beträgt etwa 100 s.

Netzteil

Der Netzteil stellt sowohl die zum Programmieren als auch die zum Lesen notwendigen Spannungen bereit. Tafel 2 zeigt die für beide Betriebsarten erforderlichen Versorgungsspannungen. Der Stromlaufplan des Netzteils ist Bild 5 zu entnehmen. Die Stabilisierung der Spannungen erfolgt mit Serienregel- bzw. einfachen Z-Diodenschaltungen. Die Strombegrenzungsschaltungen (U_{CC} und U_{BB}) schützen den Schaltkreis vor Überlastung. Bei H-Pegel an einem der Steuereingänge werden die entsprechenden Ausgangsspannungen geschaltet. Die nichtstabilisierte 12-V-Spannung dient der Speisung der Anzeigeeinheit und der Relais. Die TTL-Betriebsspannung wird durch einen Stromversorgungsbaustein des VEB Statron Fürstenwalde (3301/5) erzeugt.

Ansteuer- und Umschalteinheit

Aufgabe dieser Baugruppe ist es, in Abhängigkeit von der Betriebsart die Versorgungsspannungen gemäß Tafel 2, die Programmierimpulse, das Chip-Select-Signal sowie die Adreß- und Dateninformationen an die Anschlüsse der EPROM-Fassung zu legen. Bild 6 zeigt diese Ansteuer- und Umschalteinheit.

Die während jedes Programmierzyklus durchzuführende Komplementierung des Adreßwortes erfolgt mit zwei Schaltkreisen UCY 7486 (vier Exklusiv-ODER-Gatter). Diese Schaltungsfunktion läßt sich auch leicht mit den Typen D 100 bzw. D 151 realisieren.

Konstruktive Lösung

Das Programmiergerät wurde in Pultform gebaut. Die Bedienteile und die Anzeigeeinheit sind im Vordergrund angeordnet. Im Hinterteil des Pultes ist ein EGS-Einschub untergebracht, der die insgesamt sechs Leiterplatten aufnimmt. Die Rückverdrahtung ist in Wickeltechnik ausgeführt. Die Verbindung zu den Bauteilen der Frontplatte erfolgt über steckbare Kabelbäume unter Verwendung von 24poligem Flachbandkabel. Etwas Aufmerksamkeit ist der Steckfassung für den EPROM zu widmen. Da keine Fassung mit schwenkbaren Kontakten zur Verfügung stand, wurde eine

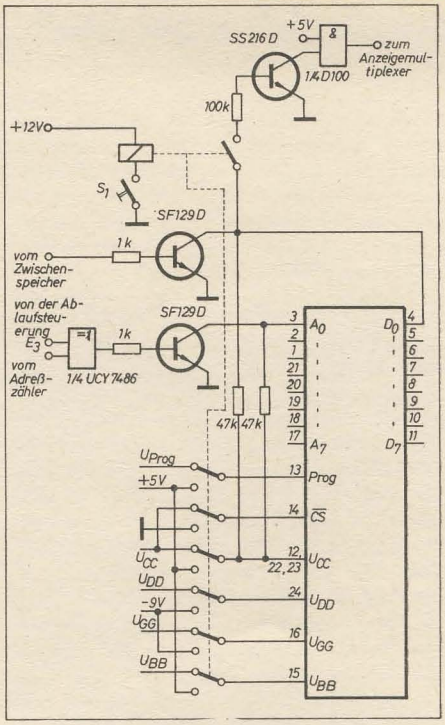


Bild 6: Ansteuerung der Adreß- und Datenleitungen und Umschaltung der Betriebs- und Steuerspannungen

übliche 24polige DIL-Schaltkreisfassung mit einem Auswerfermechanismus versehen, der den Speicher auf Knopfdruck parallel herausdrückt. Ansonsten kommt es sehr leicht zum Verbiegen der Anschlüsse.

Erfahrungen

Das Gerät arbeitet seit etwa einem Jahr ohne Beanstandungen. In dieser Zeit wurden über 50 EPROMs programmiert, einige davon bis zu 40mal, ohne daß an den Speichern Störungen auftraten.

Das Löschen des Speicherinhaltes erfolgt in einem getrennten Gerät. Bei Verwendung einer UV-Lampe HNU 6 (VEB Elektro-Medizingeräte Ilmenau) ergibt sich eine Löschzeit von 3...4 Minuten, wenn der Abstand der Lampe vom Schaltkreis 5 cm betrug. In der Löscheinrichtung wird ein Kurzzeitwecker benutzt, der nach Ablauf der eingestellten Löschzeit die Lampe ausschaltet und das Ende des Löschvorganges akustisch signalisiert.

Erweiterungsmöglichkeiten

Unter Umständen ist es sinnvoll, einen Duplizier- bzw. Vervielfältigungszusatz zum Programmiergerät vorzusehen. Diese Funktion ist ohne Schwierigkeiten in diesem Konzept mit unterzubringen.

Nachteilig bei dem vorgestellten Programmiergerät ist die Beschränkung auf den EPROM-Typ 1702 A. Für ein universelles Gerät, das z. B. auch noch einen Lochstreifenleseranschluß erhalten könnte, ist eine Mikroprozessorsteuerung die effektivere Lösung.

Literatur

[1] Kübart, R.; Nicklisch, G.: PROM-Programmiergerät. radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 4, S. 225–227

[2] Götze, S.; Jankowski, R.; Pfeiffer, V.; Wuttke, H.-D.: PROM-Programmierung. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 8, S. 495 und 497

[3] Beifuß, W.; Rossmann, W.: EPROM-Programmiergerät für den Intel 2708. elektronikpraxis (1978) H. 6, S. 23–27

[4] Licht, U.: PROMs mit geringem Schaltungsaufwand programmiert. Elektronik 27 (1978) H. 8, S. 61–63

[5] Vincent, D.: Low-Cost EPROM Programmer. Popular Electronics 83 (1978) H. 2, S. 41–45; H. 3, S. 55–58

[6] Kühn, M.: Hexadezimalanzeige mit TTL-Schaltkreisen. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 7, S. 458 und 459

[7] Kubias, T.: Hexadezimalanzeige. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 6, S. 366

KONDENSATOR-MIKROFONE

Studio-Mikrofone SMS 70 u.a.

Drahtlose Studio-Übertragungsanlagen

Meßmikrofone 20 Hz · · · 100 kHz

Fordern Sie bitte unsere Prospekte an

RFT · VEB MIKROFONTECHNIK GEFELL

DDR · 6552 Gefell · Telefon 262 · Telex 58-88 43

Exporteur: ELEKTROTECHNIK EXPORT-IMPORT

Volkseigener Außenhandelsbetrieb der DDR

DDR · 102 Berlin, Alexanderplatz · Haus der Elektroindustrie

Elektronik der Heimvideospeichergeräte[1)]

Obering. RUDOLF IRMLER und
Dr.-Ing. GEORG FREIBURGER

**Mitteilung aus dem
VEB Zentrum Wissenschaft und Technik Dresden
des VEB Kombinat Rundfunk und Fernsehen**

Im folgenden wird aus internationaler Sicht ein Überblick über die wichtigsten elektronischen Funktionen der Videospeichergeräte zur Heimanwendung gegeben.

Speichergeräte für Bildinformationen auf der Basis von magnetischen Informationsträgern werden seit mehr als 20 Jahren in den Studios der Fernsehgesellschaften eingesetzt. Einer Verbreitung der Bildspeichertechnik auf dem Heimgerätesektor standen bisher die hohen Anschaffungs- und Betriebskosten entgegen. Die hohen Kosten werden verständlich, wenn die zu bewältigenden Informationsinhalte bei der Übertragung bzw. Speicherung von Bild- und Tonsignalen gegenübergestellt werden.

Anforderungen an die Ton- und Bildsignalspeicherung

Bei der Tonspeicherung genügt je nach Anspruch an die Qualität eine Bandbreite zwischen 10 kHz und 20 kHz. Für die Speicherung von Videosignalen muß jedoch die Bandbreite mindestens 3 MHz betragen. Vergleicht man diese Zahlenwerte, so kommt man zu einem 200fach höheren Bandbreitenbedarf. Legt man weiterhin zugrunde, daß wegen des enormen Frequenzumfanges des Videosignales eine direkte Aufzeichnung nicht möglich ist, sondern nur eine trägerfrequente, z. B. über die Frequenzmodulation, dann ist der Bandbreitenbedarf etwa 400mal höher als bei der Tonspeicherung. Auf Grund der physikalischen Zusammenhänge zwischen Aufzeichnungs- bzw. Wiedergabegeschwindigkeit, der maximalen Frequenz und der kleinsten wiedergebbaren Wellenlänge muß demzufolge die Relativgeschwindigkeit zwischen Informationsträger und Magnetkopf etwa 400mal höher als die Geschwindigkeit bei der Tonaufzeichnung sein.

Für die Tonspeicherung genügt ein Störabstand von etwa 60 dB, während bei der Videospeicherung 40 dB als ausreichend angesehen wird. Daraus folgt, daß die Spurbreite bei der Videospeicherung gegenüber der Tonspeicherung verringert werden kann. Damit ist der bei der Bildspeicherung zu bewältigende Informationsfluß um mehr als eine Größenordnung höher als bei der Tonspeichertechnik.

Die breite Einführung der Videospeichertechnik auf dem Heimsektor rückte um so näher, je besser es gelang, die Fläche des Magnetbandes dichter mit Informationen zu belegen. Weltweit wurden Forschungsarbeiten zur Erhöhung der Speicherdichte durchgeführt, die gerade in den letzten fünf Jahren zum Komplex Magnetband, Magnetkopf und Elektronik so bedeutende Fortschritte gezeigt haben, daß eine neue, für breite Bevölkerungsschichten zugängliche Generation von Videospeichergeräten entstehen konnte.

Die heute angebotenen Videospeichergeräte arbeiten mit Relativgeschwindigkeiten zwischen Magnetband und Magnetkopf von etwa 5 m/s, Spurbreiten zwischen 20 μm und 30 μm. Ihr Magnetbandbedarf liegt zwischen (0,5...1) m^2/h. Damit liegt sie bereits in der gleichen Größenordnung wie die Tonspeicherung, denn bekanntlich hat die Kompaktkassette einen Magnetbandbedarf von 0,33 m^2/h. Bild 1 zeigt in einer Übersicht die in der Praxis realisierten Speicherdichten bei Heimvideospeichergeräten. Die beiden Begrenzungslinien geben das Feld der beherrschbaren Speicherdichte an. Eingetragen ist die zeitliche Entwicklung der für eine Stunde Spielzeit benötigten Speicherfläche. Mit x sind die Werte gekennzeichnet, die in der Praxis bei handelsüblichen Geräten erreicht wurden. Mit o sind die Werte markiert, die zum Zeitpunkt der ersten Ankündigung genannt wurden.

Bild 2 zeigt den Entwicklungstrend für die kleinste verwertbare Wellenlänge und die minimale Spurbreite. Die eingetragenen Bereiche wurden in [1] genannt. Im unteren Teil ist das Auflösungsvermögen als kleinste Wellenlänge und im oberen Bereich die minimale Spurbreite eingetragen. Der Knick im Verlauf der Begrenzungslinien für die Spurbreiten läßt sich durch eine neue Spurgeometrie deuten.

Der bisher zur einwandfreien Trennung der Magnetspuren notwendige freie Zwischenraum konnte entfallen. Statt dessen werden in modernen Speichergeräten die Magnetspalte so orientiert, daß die Aufzeichnung benachbarter Spuren mit unterschiedlicher Schrägstellung der Magnetkopfspalte erfolgt und so bei der Wiedergabe die Übersprechanteile der Nachbarspur reduziert werden.

Eine direkte Vorstellung über den derzeitigen Stand in der beherrschbaren Speicherdichte zeigt Bild 3. Bei der Tonspeichertechnik sind die kleinsten Spurbreiten 600 μm, der Abstand der Spuren beträgt 300 μm (Stereokassette). Für Videospeichergeräte galt bis 1975 als kleinste nutzbare Spurbreite eine Magnetspur von 130 μm Breite bei einem Schutzabstand von 57 μm. Heute sind Spurbreiten von 20 bis 30 μm lesbar, wobei auch noch auf den Schutzstreifen völlig verzichtet wird. Die tatsächliche Steigerung der Speicherdichte liegt aber noch bedeutend höher, als aus dieser Darstellung hervorgeht, da auch die kleinste nutzbare Wellenlänge erheblich herabgesetzt werden konnte.

Schrägspuraufzeichnung

Zur Realisierung der hohen Aufzeichnungs- bzw. Wiedergabegeschwindigkeit hat es eine Vielzahl von Vorschlägen gegeben. International hat sich die sog. Schrägspuraufzeichnung durchgesetzt. Das Prinzip soll anhand der Bilder 4 und 5 erläutert werden.

Von einer Vorratsspule wird das Magnetband abgezogen, nach Umlenkung wird es über den Löschkopf LK geführt und dann am Umfang der Kopftrommel KT entlang über den Aufnahmekopf für das Ton- und das Synchronsignal AK und das Transportsystem der Aufwickelspule zugeführt. Die Umschlingung der Kopftrommel erfolgt auf einer Schraubenlinie, so daß die beiden am Umfang der rotierenden Kopftrommel angeordneten Magnetköpfe in schrägen Spuren auf dem Magnetband geführt werden. Wird das Magnetband langsam in gleichförmiger Bewegung am Umfang der rotierenden Kopftrommel vorbeigezogen, so werden nacheinander von den beiden an

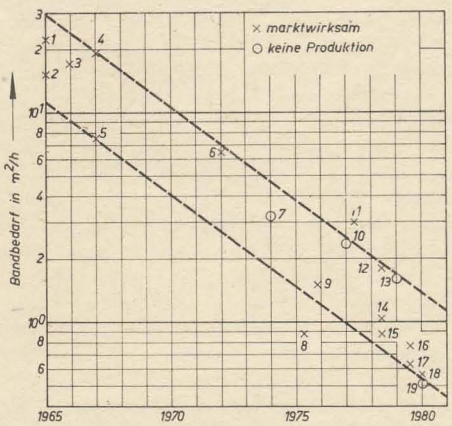


Bild 1: Magnetbandbedarf je Stunde Spielzeit in m^2/h von marktwirksamen Heimvideospeichergeräten

1 VR 7000 (Ampex)
2 IVC 500
3 EL 3400 (Philips)
4 Optacord 602
5 LDL 1000 (Philips)
6 VCR
7 LVR (BASF)
8 Betamax
9 VHS-SP (NTSC)
10 LVR (BASF)
11 VCR LP
12 SVR
13 LVR (BASF)
14 VHS (PAL)
15 Betamax (PAL)
16 VHS-LP (NTSC)
17 Beta-x[1]
18 Video 2000
19 VHS-EP (NTSC)

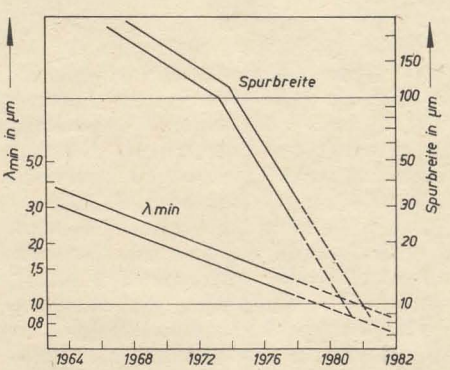


Bild 2: Entwicklung der minimalen Wellenlänge und der Spurbreite in Abhängigkeit von der Zeit

[1)] Vortrag zur KDT-Fachtagung „Mikroelektronik in technischen Konsumgütern sowie der Meß-, Steuerungs- und Regelungstechnik" am 28. und 29. Mai 1980 in Görlitz

der Kopftrommel befestigten Magnetköpfen schräge Magnetspuren auf das Band aufgezeichnet. Auf diese Weise läßt sich die für die Aufzeichnung breitbandiger Signale hohe Relativgeschwindigkeit zwischen Magnetkopf und Magnetband erreichen.

Bild 5 zeigt die prinzipielle Lage der Magnetspuren auf dem Magnetband, wie sie sich aus den zusammengesetzten Bewegungsabläufen ergibt. Die Spurbreite und der Abstand der Magnetspuren zueinander (Schutzstreifen, Rasen) bestimmen weitgehend die Speicherdichte. Es ist daher wünschenswert, die Spurbreite und den gegenseitigen Abstand der Spuren so weit wie möglich zu minimieren.

Elektronik der Videospeichergeräte

Aufgaben

Aufgabe der Elektronik ist es,

- das zu speichernde Signal so aufzubereiten, daß es auf dem zur Verfügung stehenden Magnetbandkanal aufgezeichnet werden kann
- die Bewegungsabläufe des Magnetbandes, der Kopftrommel und evtl. der Videoköpfe so zu steuern bzw. zu regeln, daß das wiedergegebene Fernsehbild den gestellten Ansprüchen genügt.

Die im einzelnen zu bearbeitenden Aufgaben sollen anhand des Bildes 6 erläutert werden.

Das Spektrum eines kompletten Videosignals umfaßt den Bereich bis etwa 5,5 MHz. Der Ton T wird demoduliert und direkt auf einer gesonderten Spur am Rand des Magnetbandes aufgezeichnet. Bei der Aufzeichnungs- und Wiedergabetechnik gibt es keine erwähnenswerten Probleme, so daß darauf nicht weiter eingegangen werden soll. Das Videosignal wird nicht in voller Bandbreite gespeichert. International hat sich eine Bandbreite von etwa 3 MHz durchgesetzt. Im Bild 6a ist der Durchlaßbereich des dafür notwendigen Tiefenpas-

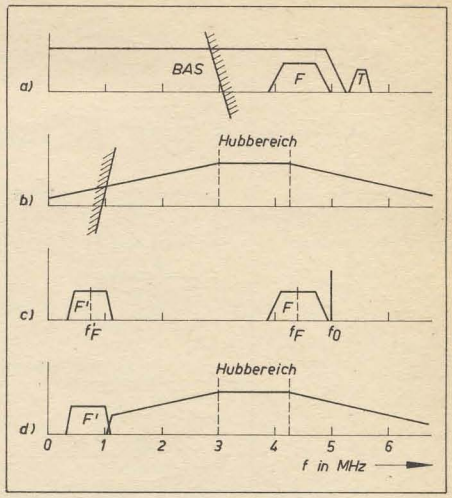


Bild 6: Erläuterung der Signalverarbeitung eines Videospeichergerätes

Bild 3: Gegenüberstellung der Spurbreiten bei Ton- und Videospeichergeräten

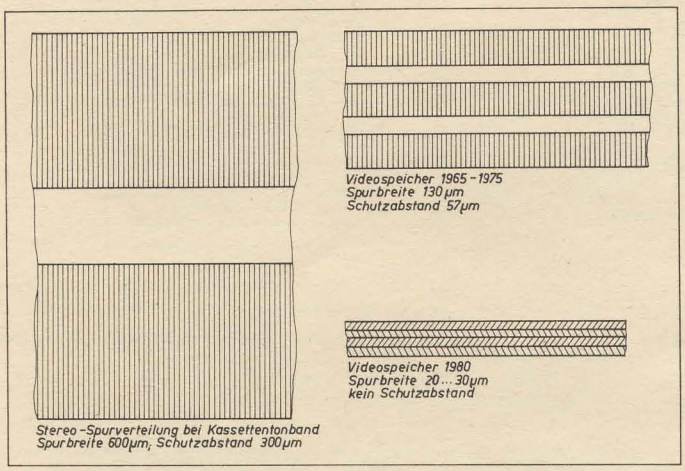
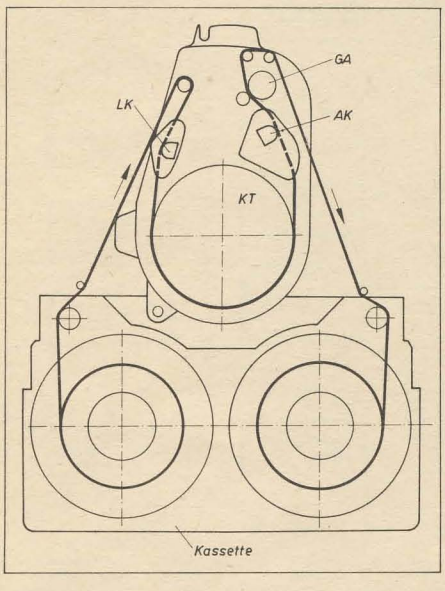


Bild 4: Prinzipaufbau des Laufwerkes ▼



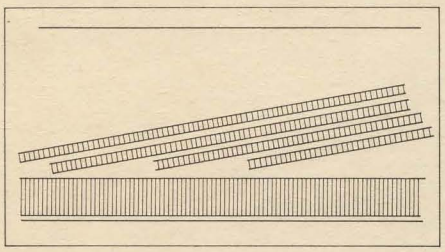


Bild 5: Schematische Darstellung des Spurbildes auf dem Magnetband

ses durch die schraffierte Linie angedeutet. Dieses reduzierte BAS-Signal steuert einen Frequenzmodulator an, dessen Hubbereich beispielsweise 3...4,2 MHz beträgt (Bild 6b). Durch einen Hochpaß wird der Bereich unterhalb 1 MHz für die Farbinformation reserviert. Die Farbinformation F wird in einem Bandpaß herausgefiltert und durch den Oszillator mit der Frequenz f_0 in den Bereich um f_F' transponiert (Bild 6c). Das frequenzmodulierte BAS-Signal und das transponierte Farbsignal F' werden addiert (Bild 6d) und in dieser Zusammensetzung auf einer Spur aufgezeichnet.

Die folgenden Blockschaltbilder sollen eine Übersicht über die notwendigen elektronischen Baugruppen geben, aus denen sich die Forderungen an die Bauelementeindustrie ableiten lassen.

Aufbereitung des Schwarzweißsignals

Die Aufbereitung des Schwarzweißsignals bei der Aufnahme (Bild 7) verlangt die Berücksichtigung sehr tiefer Frequenzen, möglichst bis zur korrekten Übertragung der Gleichspannungsanteile. Es ist deshalb eine trägerfrequente Aufzeichnung in Form einer Frequenzmodulation üblich.

Das vom Fernsehempfangsteil kommende videofrequente Signal wird über einen Regelverstärker zur automatischen Pegelregelung geführt und in der Bandbreite auf etwa 3 MHz reduziert. Damit werden auch die Farbsignale abgetrennt. In einer

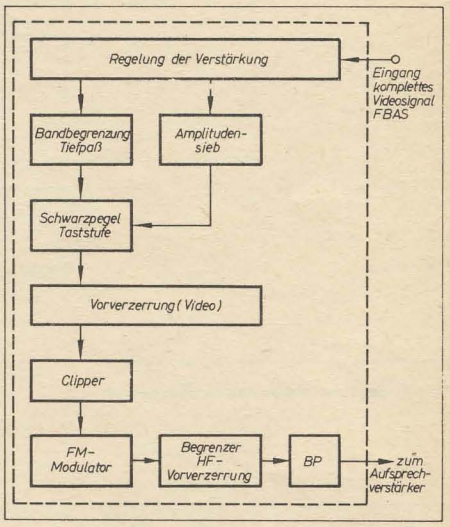


Bild 7: Aufbereitung des Schwarzweißsignales für Aufnahme

Schwarzpegeltaststufe wird das Signal auf einen definierten Bezugspegel gebracht. Die dazu benötigten Tastimpulse werden im Amplitudensieb gewonnen. Nach der Taststufe erfolgt noch eine Vorverzerrung (Anheben der hohen Frequenzen). Die dabei möglicherweise auftretenden Impulsspitzen werden in einem Begrenzer so weit reduziert, daß Übersteuerungen des FM-Modulators vermieden werden. Das so vorbereitete Signal steuert den FM-Modulator an. Es ist üblich, die Modulationsrichtung so zu legen, daß niedrige Frequenzen dem Schwarzwert und hohe Frequenzen dem Weißwert zugeordnet werden. Bei einem Frequenzhub von 1,2 MHz liegen dann die statischen Eckfrequenzen bei etwa 3,0 MHz für „Synchronwert" und bei etwa 4,2 MHz für „Weiß".

Am Ausgang des FM-Modulators sind noch Begrenzer, Impulsformer und passive Netzwerke zur Einengung des Frequenzbandes und zur Laufzeitkorrektur vorgesehen.

Bei Wiedergabe ist die Rückwandlung des FM-Signales vorzunehmen und die aufnahmeseitige Vorverzerrung wieder rückgängig zu machen (Bild 8). Vom rotierenden Wiedergabekopf gelangt das Signal über einen Drehtransformator zum Vorverstärker, der hinsichtlich Rauschverhalten extrem hohe Forderungen erfüllen muß. Nach Korrektur des Frequenzganges und Abtren-

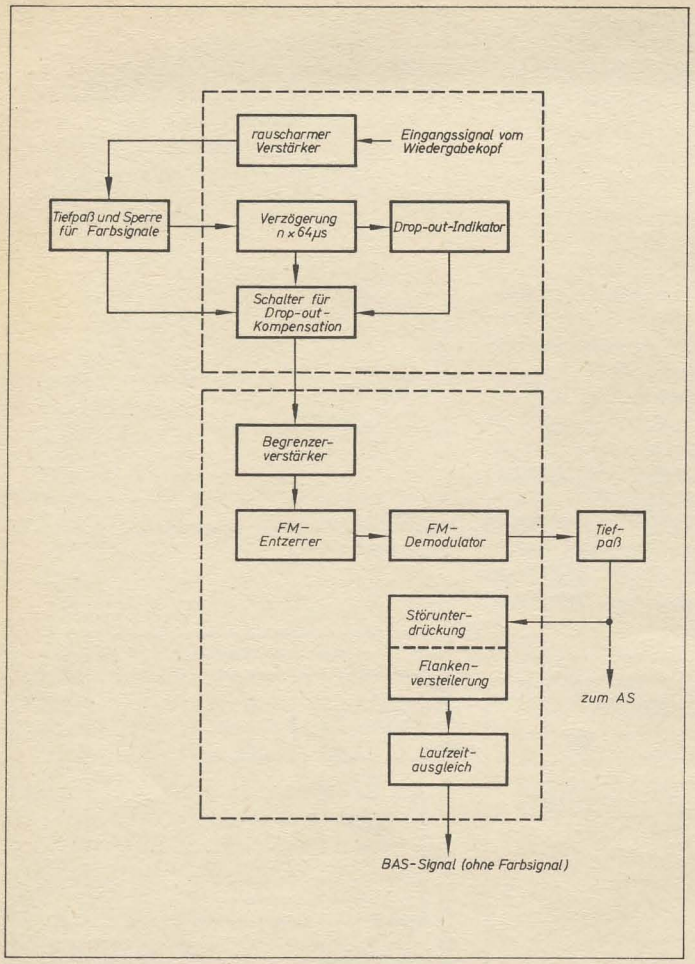


Bild 8: Signalverarbeitung für Wiedergabe

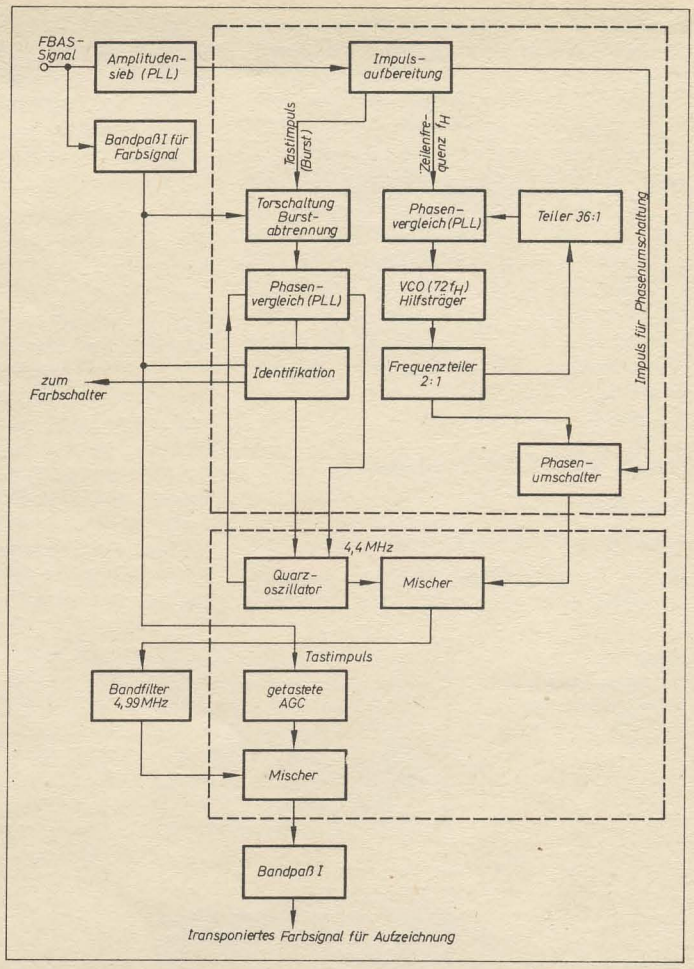


Bild 9: Aufbereitung des Farbsignales für die Aufzeichnung

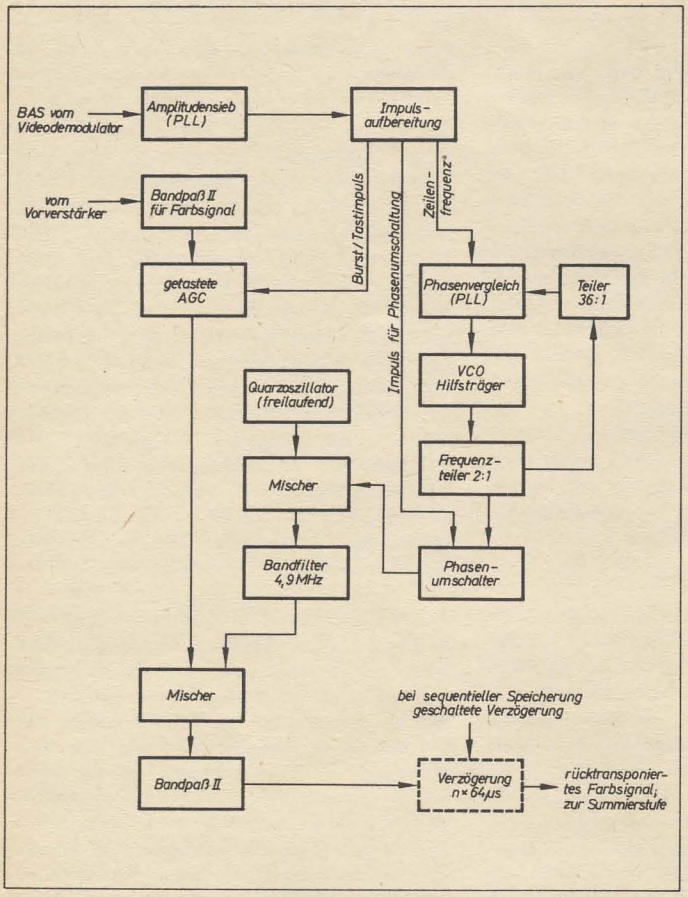


Bild 10: Aufbereitung des Farbsignales für die Wiedergabe

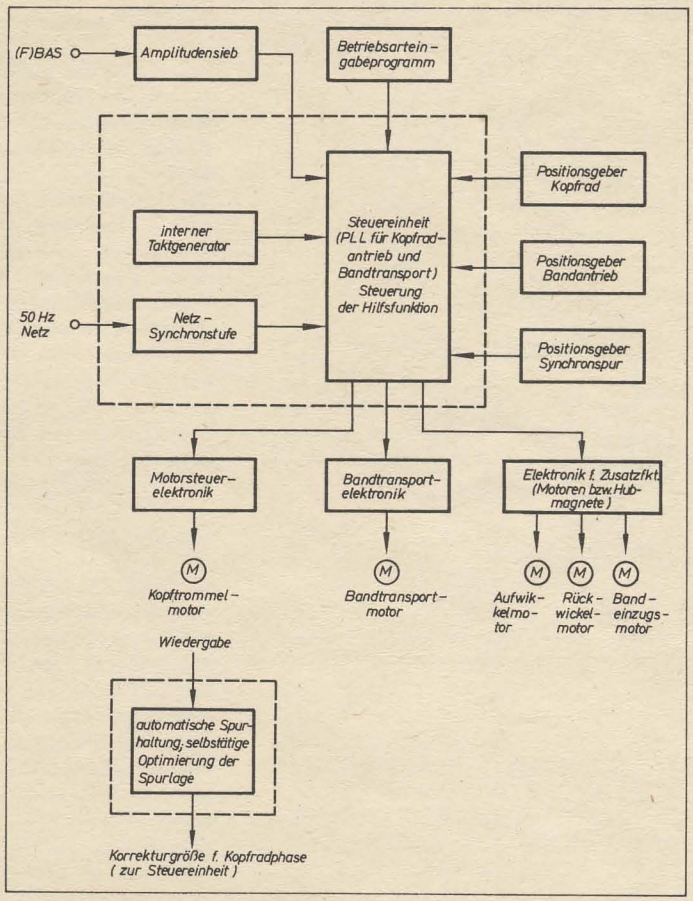


Bild 11: Elektronik des Antriebs- und Transportsystems

nung der Farbsignale wird ein Schaltungskomplex eingefügt, der bei kurzzeitigen Signalausfällen ein Ersatzsignal liefert. Dazu wird eine Verzögerungsleitung mit einer Verzögerungszeit von ein oder zwei Zeilenperioden eingefügt und das verzögerte und das unverzögerte Signal einem elektronischen Schalter zugeführt, der bei Signalausfall vom direkten Kanal auf den verzögerten Kanal umschaltet.
Die auf diese Weise bei kurzen Signalausfällen ersatzweise eingefügten Signale beseitigen die Sichtbarkeit von Störungen durch kurze Signalausfälle nahezu vollständig. Das Kriterium für die Auslösung der Umschaltung kann auf vielfache Weise gewonnen werden. Als einfachste Lösung wird die Amplitude des Signales in einem Schwellwertschalter ausgewertet.
Nach der so vorgenommenen „Ausbesserung" der Fehler wird das Signal begrenzt, gegebenenfalls einer Amplituden- und Laufzeitkorrektur unterzogen und im FM-Demodulator in den Videobereich zurückgesetzt. Im Tiefpaß werden die restlichen Trägerteile unterdrückt, danach folgen Stufen zur subjektiven Verbesserung des Bildeindruckes wie z. B. der Versteilerung der Flanken und der Unterdrückung von Rauschstörungen. Die aufnahmeseitige Vorverzerrung wird dabei wieder aufgehoben.

Vor der Zusammensetzung des Helligkeitssignales mit dem Farbsignal ist noch der Ausgleich der in den getrennten Signalwegen unterschiedlichen Laufzeiten notwendig.

Aufbereitung der Farbsignale

Auf der Suche nach Lösungen für die Aufzeichnung von Farbfernsehsignalen mußte berücksichtigt werden, daß die zusätzliche Farbinformation möglichst wenig von der ohnehin geringen Bandbreite des Speicherkanals belegt. Nach dem heutigen Stand der Gerätetechnik hat sich ein Konzept durchgesetzt, bei dem die Speicherung der Farbsignale bei niedrigen Frequenzen im Bereich 0,3...1 MHz vorgenommen wird. Während die Helligkeitskomponenten als Frequenzmodulation aufgezeichnet werden, kommen die Farbsignale in ihrer ursprünglichen Modulationsart zur Aufzeichnung. Das Beispiel einer Farbsignalaufbereitung für PAL-Farbfernsehsignale zeigt Bild 9. Aus dem kompletten Fernsehsignal werden die Farbanteile durch Filter herausgetrennt und in den unteren Frequenzbereich transponiert. Für die Transponierung der bei 4,43 MHz liegenden Farbinformationen in einen tieferliegenden Bereich ist ein Hilfsträger zu erzeugen, der einige Bedingungen hinsichtlich Frequenz- und Phasenlage erfüllen muß. Aus der Vielzahl der dabei zu berücksichtigenden Forderungen sollen nur einige genannt werden:

- Die Intermodulationsprodukte von Farb- und Helligkeitssignal sollen möglichst wenig im wiedergegebenen Bild sichtbar sein. Es resultieren daraus Phasenbedingungen zwischen Trägersignal und Harmonischen der Zeilenfrequenz.
- Die Trägerphase muß nach der Rücksetzung in den ursprünglichen Frequenzbereich bei der Wiedergabe von den zeitlichen Schwankungen befreit werden, die infolge der begrenzten mechanischen Präzision der Antriebseinheit auftreten.
- Der Einfluß des magnetischen Übersprechens von der Nachbarspur muß kompensierbar sein.

Diese und noch eine nicht geringe Zahl weiterer Bedingungen führten zu einer breiten Palette von Lösungskonzepten, bei denen jeweils mehr oder weniger günstige Kompromisse erreicht wurden. Es ist deshalb auch verständlich, wenn der Elektronikaufwand in der Signalaufbereitung der Farbsignale ein Vielfaches gegenüber der Aufbereitung des Helligkeitssignals beträgt. Möglich war diese Entwicklung aber nur durch den Einsatz hochintegrierter elektronischer Bauelemente. Das Blockschaltbild (Bild 9) zeigt eine relativ einfache Lösung: Aus dem auf der hinteren Schwarzschulter liegenden Pilotsignal (Burst) wird ein konstanter, quarzstabiler Hilfsträger mit genauer Frequenz und definierter Phasenlage erzeugt. Das geschieht wie üblich durch Phasenvergleich des von einem Oszillator erzeugten Trägers mit dem aus dem kompletten Signalgemisch durch eine Torschaltung herausgetrennten Pilotsignal.

In einem anderen Zweig werden über ein Amplitudensieb die Horizontalimpulse abgetrennt und einer Impulsaufbereitungsstufe zugeführt. Ein spannungsgesteuerter Oszillator wird auf ein Vielfaches der Zeilenfrequenz phasenstarr synchronisiert. Im Beispiel wird hierfür ein Phasenregelkreis in Verbindung mit dem Frequenzteiler 36:1 und 2:1 verwendet. Dem Phasenumschalter wird der Hilfsträger mit der 36fachen Zeilenfrequenz (562,5 kHz) zugeführt. Von der Impulsaufbereitungsstufe wird nach einer vorgegebenen Logik die Phase des Hilfssignals zeilenweise und wechselnd für aufeinanderfolgende Halbbilder geschaltet. Die beiden Hilfsträger (4,43 MHz und 562,5 kHz) werden einem Mischer zugeführt, an dessen Ausgang ein Spektrum mit der Summen- und Differenzfrequenz auftritt. Für die weitere Signalaufbereitung wird die Summenfrequenz über einen Bandpaß herausgefiltert und einem weiteren Mischer zugeführt, der am Signaleingang das vom Helligkeitssignal befreite Farbsignal erhält. Eine getastete Regelung sorgt für konstante Amplitude am Mischereingang. Am Ausgang des Bandpasses steht nun das exakt auf die 36fache Zeilenfrequenz (562,5 kHz) transponierte Farbsignal für die gemeinsame Aufzeichnung mit dem Helligkeitssignal zur Verfügung (s. Bild 6c).

Bei Wiedergabebetrieb (Bild 10) erfolgt die Rücksetzung des Farbsignals in die ursprüngliche Frequenzlage. Das vom Magnetkopf kommende Signal wird nach Vorverstärkung im Bandpaß II von den frequenzmäßig höherliegenden trägerfrequenten Helligkeitssignalen befreit. In einem geregelten Verstärker werden Pegelkorrekturen vorgenommen, um die bei der magnetischen Aufzeichnung nicht vermeidbaren schnellen und langsamen Schwankungen der Amplitude zu beseitigen. Das geschieht mit einer getasteten Regelung, indem für jede Zeile die Amplitude des Pilotsignals festgestellt und danach die Verstärkung für die folgende Zeilenperiode geregelt wird. Die Tastimpulse hierfür werden aus dem demodulierten Helligkeitssignal abgeleitet (Amplitudensieb und Impulsaufbereitung). Für die Rücktransponierung in die Ursprungslage wird eine ähnliche Trägeraufbereitung wie bei der Aufnahme verwendet. Das Blockschaltbild zeigt die entsprechenden Baugruppen (Phasenvergleich, VCO, Teiler 2:1, Teiler 36:1, Phasenumschalter). Als Bezugsfrequenz für den zurücktransponierten Farbträger ist ein interner quarzstabiler Generator erforderlich, da die vom Band gelieferten Signale auf Grund der begrenzten Präzision im Antriebssystem nicht den Genauigkeitsforderungen für die Farbträgerfrequenz genügen.
Auch bei Wiedergabe wird ein zweiter Hilfsträger erzeugt, der aus dem vom quarzstabilisierten Generator bezogenen Hilfsträger und einem mit der Zeilenfrequenz verknüpften Hilfsträger (36fache Zeilenfrequenz) wie bei der Aufnahme gewonnen wird. In einem Mischer erfolgt schließlich die Transponierung des Farbsignales von 562,5 kHz auf die ursprüngliche Frequenz und nach Abtrennung der unerwünschten Modulationsprodukte die Zusammenführung mit dem Helligkeitssignal.

Bei dieser Umsetzung werden statische und dynamische Geschwindigkeitsschwankungen in ihrem Einfluß auf die Stabilität von Trägerfrequenz und Phase im wiedergegebenen Signal weitgehend eliminiert. Einige Überlegungen sollen das verdeutlichen:

- Sind zwischen Aufnahme- und Wiedergabegeschwindigkeit Abweichungen vorhanden, so wird bei Wiedergabe ein Frequenzfehler auftreten, der der Geschwindigkeitsdifferenz proportional ist.
- Der relative Frequenzfehler ist für jede aufgezeichnete Frequenz gleich groß.
- Erzeugt man aus der Zeilenfrequenz durch Vervielfachung einen Hilfsträger, der gleich der Trägerfrequenz des Farbsignales ist, dann sind auch die absoluten Frequenzfehler der beiden Signale gleich.

Diesen Umstand nutzt man so aus, daß für die Rücktransponierung der aufgezeichneten Farbsignale in die ursprüngliche Lage ein Hilfsträger verwendet wird, der die gleichen absoluten Schwankungen wie das Farbsignal hat. Nach der Transponierung steht praktisch ein Farbsignal mit ausreichend stabiler Frequenz und sehr geringen Phasenschwankungen zur Verfügung.
Eine Besonderheit der Farbsignalaufbereitung soll noch näher beschrieben werden. Bei extrem schmalen Spuren, die ohne Schutzabstand dicht nebeneinanderliegend aufgezeichnet werden, ist nicht zu vermeiden, daß bei der Wiedergabe unerwünschte Signalanteile aus der benachbarten Spur übersprechen. Diese Übersprechanteile sind auch dann noch vorhanden, wenn die Position des Magnetkopfes exakt mit der Lage der Spur übereinstimmt, d. h., wenn also ein theoretisch ideales Laufwerk vorliegen würde. Sie entstehen durch den magnetischen Streufluß, der um so weiter über den Rand der Magnetspur austritt, je niedriger die aufgezeichnete Frequenz ist. Farbsignale, die bei tiefen Frequenzen aufgezeichnet werden, erhalten in besonders hohem Maße derartige Übersprechanteile. Durch schaltungstechnische Maßnahmen lassen sich die Auswirkungen der Übersprechanteile nahezu vollständig beseitigen. Ausgehend davon, daß sich der Bildinhalt von Halbbild zu Halbbild jeweils nur geringfügig ändert, lassen sich die auf dem

Band benachbarten Spurbereiche geometrisch so ordnen, daß gleichartige Farbsignale nebeneinanderliegen. Auf Grund der Ähnlichkeit des gewünschten Signales mit dem unerwünschten übergesprochenen Signal wird bereits die Sichtbarkeit der Störung stark reduziert.
Durch eine zeilenweise Umschaltung der Phasenlage (180°), die jedoch nur in jeder zweiten Spur (in jedem zweiten Halbbild) vorgenommen wird, erhält man ein Signal, das in den Störanteilen von Zeile zu Zeile die Phasenlage wechselt. Eine Abtrennung der unerwünschten Übersprechanteile ist nun mit Hilfe eines Kammfilters möglich.
Schaltungstechnisch erfolgt die Realisierung des Kammfilters durch eine Verzögerungsleitung in Verbindung mit einer Summierstufe. Führt man das verzögerte und unverzögerte Signal in der Summierstufe zusammen, dann erhält man am Ausgang das Nutzsignal als Summe der Farbsignale von zwei Zeilenperioden, während die Störungen auf die Differenz der Übersprechanteile zweier aufeinanderfolgender Zeilenperioden reduziert werden. Der mit dieser Maßnahme verbundene Auflösungsverlust in vertikaler Richtung ist für den Betrachter nicht wahrnehmbar. Auf weitere Einzelheiten der Signalverarbeitung soll hier nicht eingegangen werden.

Steuerung der Bewegungsvorgänge

Zur Elektronik der Videospeicher gehören noch einige weitere Funktionsgruppen. Sie dienen der Regelung und Steuerung der Bewegungsvorgänge (Bild 11). Wichtig für die Speicherung periodischer Signale ist die Verknüpfung mit den Signalperioden.
Das Kopfrad ist in der Drehzahl genau auf die Bildfrequenz des aufzunehmenden Signales zu synchronisieren. Dabei ist die Phasenlage der Drehbewegungen so einzuregeln, daß jeweils der Beginn eines Halbbildes mit dem Beginn einer neuen Spur zusammenfällt. Der dazu notwendige Regelkreis erhält die Vertikalsynchronimpulse aus dem Amplitudensieb und die Position des Kopfrades vom Positionsgeber des Kopfrades. Durch Phasenvergleich wird eine Stellgröße gewonnen, durch die der Kopfradantrieb im gewünschten Sinn (Brems- bzw. Beschleunigungsmomente) beeinflußt wird.
Ein zweiter Regelkreis sorgt für den exakten Transport des Magnetbandes. Bei Wiedergabe sorgt ein zusätzlich vom Band abgenommenes Signal dafür, daß nach jedem Umlauf des Kopfrades das Band um den gleichen Betrag wie bei der Aufnahme weitertransportiert wird. Die Verwendung eines Regelsystems ist notwendig, weil sonst der geringste Schlupf im Bandtransport zu einem langsamen Auswandern der Kopfposition zur Magnetspur führen würde.
In modernen Konzepten kommt schließlich noch ein drittes Servosystem zur Anwendung. Es dient der automatischen Korrektur von Spurfehlern und arbeitet mit zusätzlichen Pilotsignalen, die bei der Aufnahme gleichzeitig mit den Bildsignalen aufgezeichnet werden und aus denen bei der Wiedergabe die Spurabweichungen erkannt und zur automatischen Spurkorrektur herangezogen werden können.

Schlußbemerkungen

Obwohl die Signalaufbereitung bei den international angebotenen Videospeichergeräten im Prinzip keine Unterschiede aufweist, haben sich noch keine einheitlichen Lösungen im Einsatz integrierter Schaltkreise entwickelt. Es ist einzuschätzen, daß in den nächsten Jahren neue Typenreihen im Bauelementeangebot erscheinen, die den speziellen Anforderungen weitgehend angepaßt sind. Zur Zeit werden für die Signalaufbereitung und Servoelektronik 20 bis 30 integrierte Schaltkreise und etwa 150 diskrete Transistoren eingesetzt.
Ohne Zweifel ist die Anwendung integrierter Schaltungen eine der wichtigsten Voraussetzungen für die Herstellung von Videospeichergeräten für Heimanwendung. Das gilt für alle Vorteile, die die Schaltungsintegration bietet wie hohe Zuverlässigkeit, geringer Montageaufwand, kleines Volumen und niedriger Leistungsbedarf.

Literatur

[1] Video 79. Referate der Videokonferenz in Stockholm, 1979

Infrarot-Fernsteueranlage mit 15 Kanälen

Dipl.-Ing. REINHARD LANGMANN

Im folgenden wird eine Infrarot-Fernsteueranlage beschrieben, die für den Einsatz im Bedienkomplex einer mit elektronischen Funktionstasten ausgestatteten HiFi-Anlage geeignet ist. Die Übertragung erfolgt nach dem Multifrequenzverfahren mit digitaler Kanalselektion.

Konzeption

Es bestand die Aufgabe, eine Fernsteueranlage für die Steuerung der Bedienfunktionen einer HiFi-Anlage mit mindestens 15 Kanälen zu entwickeln. Ausgangspunkt war die Suche nach einem unkomplizierten und zuverlässigen Übertragungsverfahren, das im Sender einen minmalen schaltungstechnischen Aufwand verlangt und lange Betriebszeiten der Sendebatterien ermöglicht.

Ausgehend von den bekannten Verfahren wurde das Multifrequenzverfahren mit digitaler Kanalselektion ausgewählt. Die Informationen werden durch getastete Modulation eines Trägersignals übertragen, wobei den einzelnen Kanälen verschiedene Tastfrequenzen zugeordnet sind. Im Empfänger werden die demodulierten Tastfrequenzen in einer digitalen Dekodiereinrichtung ausgewertet.

Als Übertragungsmedium für eine Fernsteuerung bieten sich neben Ultraschallwellen vor allem Lichtwellen (Infrarot) an. Die Entscheidung für den Aufbau einer Infrarotfernsteuerung wurde neben den allgemein bekannten Vorteilen, wie z. B. Störunanfälligkeit und einfache Modulierbarkeit, letztlich durch die preiswerte Beschaffung handelsüblicher Bauelemente wie Si-Fototransistoren SP 201 und Infrarot-Lumineszenzdioden VQ 110 bestimmt. Obwohl beide Bauelemente auf Grund ihrer starken Richtcharakteristik und der geringen Strahlleistung der VQ 110 ($\approx$ 1mW/sr) für eine Fernsteuerung eigentlich nicht geeignet sind, konnte durch entsprechende schaltungstechnische Auslegung eine ausreichende Informationsübertragung innerhalb eines Wohnraumes gewährleistet werden.

Sender

Der Sender besteht aus zwei astabilen Multivibratoren MV I (Modulationsfrequenzerzeugung), MV II (Trägerfrequenzerzeugung), einer Modulationsstufe (T_7), einem Schaltverstärker (T_5) und der Endstufe (T_6) zur Ansteuerung der vier Dioden VQ 110. Das Einschalten des Senders erfolgt gleichzeitig mit Betätigung der gewünschten Kanaltaste. Durch Reihenschaltung der Kanaltasten wird erreicht, daß beim Drücken mehrerer Tasten immer nur ein definierter Kanal übertragen wird.
Anhand der Schaltung im Bild 1 soll die Funktion des Senders erläutert werden. MV I erzeugt durch Umschalten des Ladestromes für die frequenzbestimmenden Kondensatoren C_1, C_2 mit den Kanaltasten K_1 bis K_{15} die entsprechende Kanalfrequenz, sie liegt im Bereich 4 kHz (Kanal 1) bis 270 Hz (Kanal 15). Die Festlegung der einzelnen Kanalfrequenzen hängt vom Aufbau der Dekodiereinrichtung im Empfänger ab. Ein möglicher A-D-Wandler ist in [1] ausführlich erläutert.
Bei geöffnetem Kanalschalter sind beide Transistoren des MV I gesperrt, und es fließt nur ein geringer Sperrstrom, der die Batterie kaum belastet. Durch Tastung des Betriebsstromes über T_7 wird MV II, der eine konstante Trägerfrequenz von $f_{TR} = 40$ kHz erzeugt, im Rhythmus der Kanalfrequenz ein- bzw. ausgeschaltet. Das modulierte Signal wird über einen Schaltverstärker (T_5) der getakteten Konstantstromquelle (T_6), in dessen Kollektorkreis sich die vier VQ 110 in Parallel- bzw. Reihenschaltung befinden, zugeführt. Die Konstantstromquelle liefert einen Strom von $\hat{i} = 100$ mA, der gleichzeitig den Impuls-Flußstrom der Sendedioden darstellt.
Der Betriebsstrom für die Konstantstromquelle wird zur Entlastung des Modulationstransistors T_7 direkt der Sendebatterie entnommen, d. h., T_7 muß nur den Betriebs-

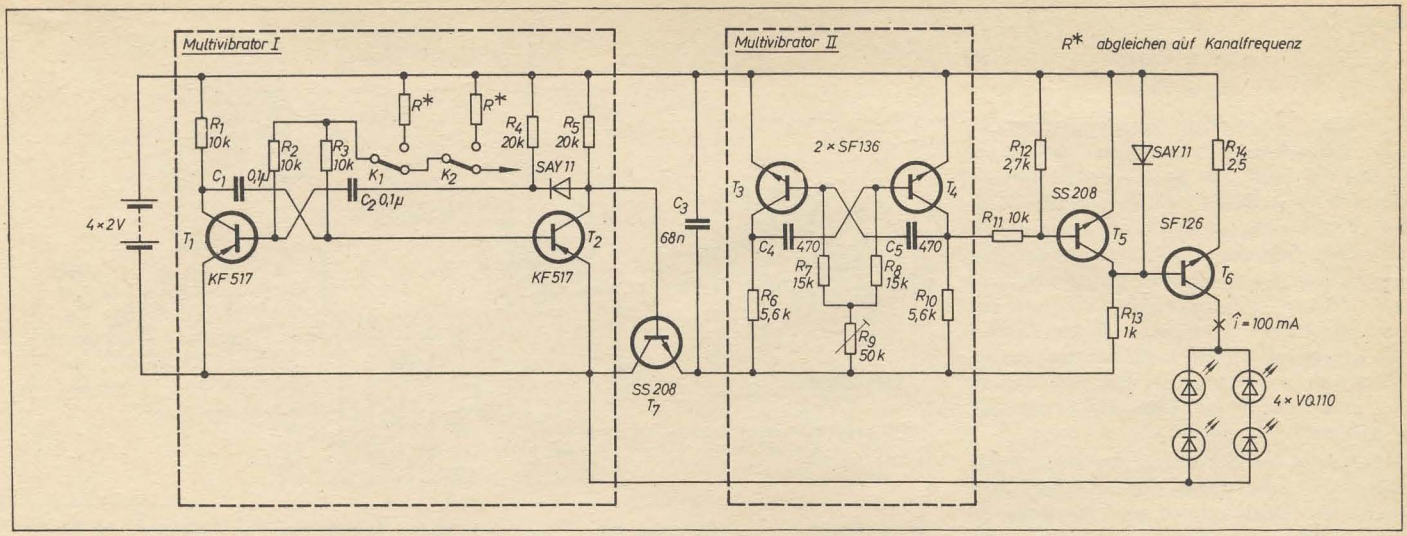


Bild 1: Sender der IR-Fernsteuerung

strom für MV II und den Schaltverstärker liefern.

Bei fehlendem Modulationssignal von MV I belasten auch MV II, der Schaltverstärker und die Konstantstromquelle die Sendebatterie kaum, da T_7 gesperrt ist und damit an MV II und dem Schaltverstärker keine Betriebsspannung anliegt. Gleichfalls fließt durch den Transistor der Endstufe T_6 nur ein geringer Sperrstrom.

Die Belastung der Sendebatterie im Ruhezustand ist mit einem Meßgerät (R_i = 20 kΩ/V) auf dem Bereich 100 µA nicht meßbar. Werden zur Abschätzung der Lebensdauer der Batterien täglich 50 Betätigungen des Senders angenommen, so ergibt sich bei Verwendung von 4 × 2-V-Bleiakkumulatoren mit einer Kapazität von 250 mA/h eine Lebensdauer von etwa 310 Tagen. Durch die impulsmäßige Belastung der Akkumulatoren wird ihre Lebensdauer weiter erhöht, so daß letztlich die Lebensdauer der Sendebatterie nur durch ihre Selbstentladung bestimmt wird.

Empfänger

Der eigentliche Empfänger besteht aus sechs Fototransistoren einschließlich einem Arbeitswiderstand, einem Trägerfrequenzverstärker und einem Demodulator. Es ist zu erwarten, daß an den Fototransistoren im Empfänger nur ein geringer Infrarotstrahlungsfluß wirksam wird und damit nur ein sehr schwaches Signal zur Weiterverarbeitung vorliegt.

Für die Bestimmung der notwendigen Verstärkung wird zuerst der durch die Strahlung einer Sendediode hervorgerufene Kollektorstrom durch einen Fototransistor ermittelt. Für Strahlschranken ohne zusätzliche Linse gilt das Entfernungsgesetz

$$E_e = \frac{I_{e0}}{a^2}\,\Omega_0 \qquad (1)$$

E_e = Bestrahlungsstärke in der Empfängerebene
a = Abstand zwischen Sender und Empfänger
I_{e0} = Strahlstärke der Sendediode in der Normalen
Ω_0 = 1 sr

Gl. (1) gilt nur dann exakt, wenn Sender und Empfänger zueinander ausgerichtet sind.

Weiterhin gilt:

$$E_e = \frac{\Phi_{e\lambda}}{A_E} \qquad (2)$$

$$I_{c1} = \Phi_{e\lambda} S_\lambda \qquad (3)$$

A_E = wirksame Empfängerfläche = 0,1256 cm²
I_{c1} = Kollektorstrom des Fototransistors
S_λ = Empfindlichkeit des Fototransistors

Aus den Gln. (1) bis (3) erhält man den Kollektorstrom des Fototransistors

$$I_{c1} = \frac{I_{e0} A_E S_\lambda \Omega_0}{a^2} \qquad (4)$$

Mit I_{e0} = 800 µW sr^{-1} (lt. Datenblatt für VQ 110 B) und $S_{940\,nm} \approx 10$ µA/µW (entspricht etwa der Empfindlichkeit des SP 201 B) ergibt sich

$$I_{c1} = 0{,}063\ \mu A$$

Bei I_{c1} handelt es sich eigentlich um eine Kollektorstromänderung, da die Empfindlichkeit des SP 201 im Bereich kleiner Kollektorströme ($I_c < 20$ µA) in hohem Maße vom Kollektorstrom selbst abhängig ist. Es ist deshalb erforderlich, daß durch eine konstante Vorbeleuchtung immer ein Kollektorstrom $I_c \geq 20$ µA durch jeden Fototransistor fließt.

Die ermittelte Größe für I_{c1} gibt natürlich nur in grober Näherung die tatsächlichen Verhältnisse wieder, da sich durch den Einsatz von vier Sendedioden und sechs Fototransistoren im Empfänger sowie ihre gegenseitige Versetzung eine komplizierte Strahlungsverteilung am Empfangsort ergibt und damit auch die durch die Fototransistoren fließenden Kollektorströme rechnerisch nicht ermittelt werden können.

Umfangreiche experimentelle Untersuchungen ergaben die im Bild 2 gezeigte zweckmäßige Anordnung der vier Sendedioden und sechs Fototransistoren im Empfangssystem. Es handelt sich dabei um einen günstigen Kompromiß zwischen ausreichendem horizontalen und vertikalen Übertragungsbereich und maximaler Entfernung bzw. notwendiger Sendeleistung und Empfängerempfindlichkeit. Bei derartiger Anordnung und gegenseitiger Ausrichtung von Sendedioden und Fototransistoren im Empfänger kann im Empfangsbereich mit einem durch den Signalstrahlungsfluß hervorgerufenen summarischen Kollektorstrom der Fototransistoren von

$$I_{c\Sigma} \approx I_{c1}$$

gerechnet werden.

Zur Ermittlung der Signalspannung am Eingang des Empfängers ist weiterhin der Arbeitswiderstand R_A festzulegen. Die Größe von R_A hat bei Kollektorströmen $I_c > 20$ µA wesentlichen Einfluß auf die durch den SP 201 maximal übertragbare Frequenz. Nach [2] beträgt die Grenzfrequenz bei $\hat{i}_c = 100$ µA (0,5 kHz) und einem R_A = 1 kΩ f_G = 80 kHz. Zur Gewährleistung eines niederohmigen Abschlusses des Empfängereinganges (Verringerung von Störungen) und eines guten Frequenzübertragungsverhaltens des SP 201 wurde R_A = 200 Ω gewählt.

Die Signalspannung am Eingang des Emp-

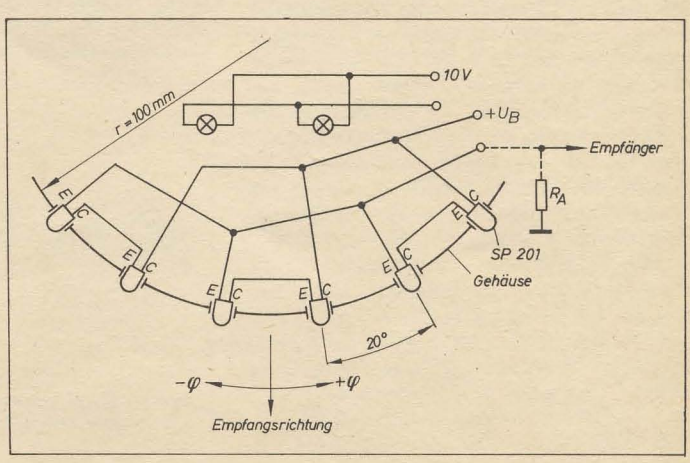


Bild 2: Anordnung der Fototransistoren im Empfangssystem

fängers wird damit zu

$$U_E = R_A I_{c\Sigma} \qquad (5)$$
$$U_E \approx 13\ \mu V$$

Für eine notwendige Ausgangsspannung des Trägerfrequenzverstärkers von $U_{ATR} \geq 250$ mV muß die Spannungsverstärkung deshalb $V_U > 85$ dB sein. Neben dieser hohen Verstärkung werden gleichzeitig ausgezeichnete Signalverarbeitungseigenschaften des Trägerfrequenzverstärkers gefordert, da mit starken Schwankungen des an den Fototransistoren wirksamen Strahlungsflusses gerechnet werden muß. Für den Aufbau eines solchen Verstärkers bot sich deshalb der Einsatz der integrierten AM-Empfängerschaltung A 244 an.

Bild 3 zeigt die Schaltung des Empfängers. Der A 244 wird dabei als Linearverstärker betrieben. Dazu erfolgt eine statische Arbeitspunktverschiebung mit R_1 am Anschluß 4. Zur Übertragung der maximalen Modulationsfrequenz $f_{MOD\,max} = 4$ kHz vergrößern die Dämpfungswiderstände R_6, R_9, R_{10} die Bandbreite der Trägerfrequenzverstärkung auf B (—3 dB) = 12 kHz. Die prinzipiell mögliche Gesamtverstärkung des A 244 von 114 dB (von Anschluß 1/2 zu Anschluß 7) verringert sich dadurch gleichzeitig auf $V_U = 86$ dB. Bei dieser Verstärkung beträgt die effektive Rauschspannung nach dem Demodulator $U_R = 15$ mV. Mit Hilfe eines Komparators können somit effektive Ausgangssignale $U_{NF} > 15$ mV ausgewertet werden. Unter Berücksichtigung eines Sicherheitsabstandes wird die Schaltschwelle des Komparators auf $U_S = 30$ mV ($\triangleq U_E = 11\ \mu V$) festgelegt.

Die für den A 244 typische Beschaltung zur Gewinnung der Regelspannung für die automatische Verstärkungsregelung wird durch Verringerung der Kapazitätswerte C_1 und C_2 so modifiziert, daß die Regelung nach Anliegen eines Signals schnell wirksam wird. Mit R_5 kann die Regeleinsatzschwelle eingestellt werden. Die Durchlaßkurve des Trägerfrequenzverstärkers und die NF-Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Signaleingangsspannung zeigen die Bilder 4 und 5.

Auf Grund der Beschaltung der IS A 244 als hochempfindlicher Linearverstärker ist der Eingang empfindlich gegenüber Störstrahlungen. Es erweist sich deshalb u. U. als zweckmäßig, die Eingangsspannung induktiv über einen auf die Sendefrequenz abgestimmten Schwingkreis in den A 244 einzuspeisen (Bild 6).

Auswerteschaltung

Die weitere Verstärkung der demodulierten Signalfrequenzen zur digitalen Kanalselektion erfolgt in einem üblichen Komparator mit dem Operationsverstärker A 109 und einem nachfolgenden TTL-Trigger. Das Hystereseverhalten des Komparators verringert den Einfluß von Signalschwankungen auf das Schaltverhalten. Die TTL-gerechten Kanalfrequenzen werden in dem in [1] beschriebenen A-D-Wandler störsicher in eine solche Anzahl von Einzelimpulsen umgesetzt, die genau dem jeweiligen Kanal entspricht. Am Ausgang des A-D-Wandlers erscheint bei Kanal 1 ein Impuls, bei Kanal 2 zwei Impulse usw. Die weitere Dekodierung erfolgt über einen Binärzähler und einen 1-aus-16-Dekoder. Beim Einsatz entsprechender Schaltkreise läßt sich die Auswerteschaltung für 15 Kanäle außerordentlich platzsparend aufbauen. Falls kein Binärzähler mit einem Zwischenspeicher zur Verfügung steht, ist darauf zu achten, daß der 1-aus-16-Dekoder während des Zählvorganges im A-D-Wandler gesperrt ist. Das läßt sich am einfachsten erreichen, indem der 1-aus-16-Dekoder über den Start-Stopp-Impuls für den Impulsgenerator des A-D-Wandlers (vgl. [1], Bild 2) während des Zählvorganges von der Betriebsspannung getrennt wird.

Bild 7 zeigt die Blockschaltung des gesamten Empfangsteiles und die Steuerung des 1-aus-16-Dekoders.

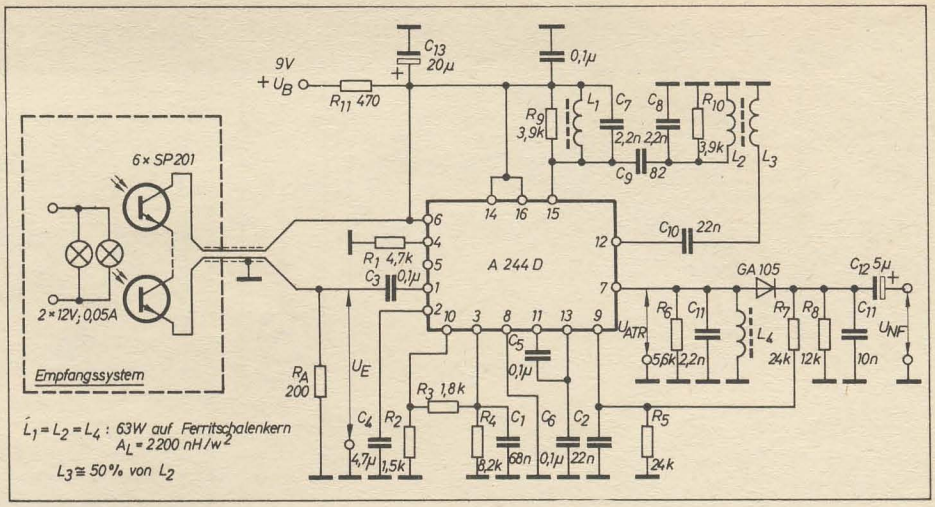
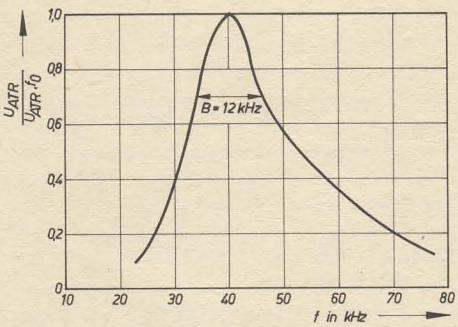


Bild 3: Empfänger der IR-Fernsteuerung

Bild 4: Durchlaßkurve des Empfängers nach Bild 3 ▼



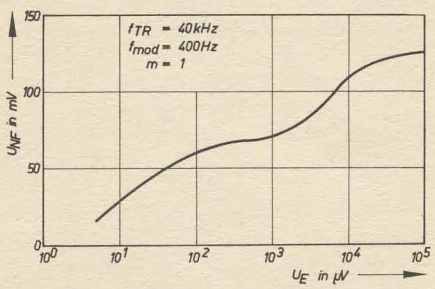


Bild 5: Abhängigkeit der NF-Ausgangsspannung von der Signaleingangsspannung des Empfängers nach Bild 3

Mechanischer Aufbau, Meßergebnisse und Betriebserfahrungen

Der Aufbau des Senders erfolgte in einem kupferkaschierten Leiterplattengehäuse mit den Abmessungen 30 mm × 70 mm mal 145 mm. Es ist darauf zu achten, daß die Sendedioden so in der vorderen Gehäusefront des Senders befestigt werden, daß der Chip der VQ 110 zumindest mit der Außenkante der Gehäusewandung in einer Höhe liegt (Verhinderung einer Tubuswirkung der Befestigungsbohrung). Zur Verbesserung der Abstrahlung der Sendedioden besteht die vordere Gehäusefront aus Aluminium. Alle vier Sendedioden sind parallel zueinander angeordnet. Als Kanalschalter werden Mikrotaster mit einem Umschaltkontakt eingesetzt.

Die sechs Fototransistoren des Empfangsteiles sind gemeinsam mit 2 × 12 V/0,05 A-Lämpchen in einem auf zwei Segmenten einer Stabantenne drehbar und um etwa 60 mm ausziehbar gelagerten Gehäuse angeordnet. Die Grundfläche des Gehäuses ist ein gleichschenkliges Dreieck mit der

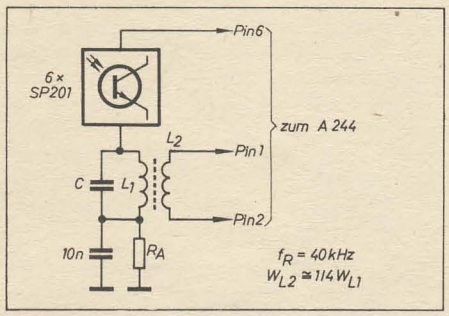


Bild 6: Verbesserung der Störfestigkeit des IR-Empfängers

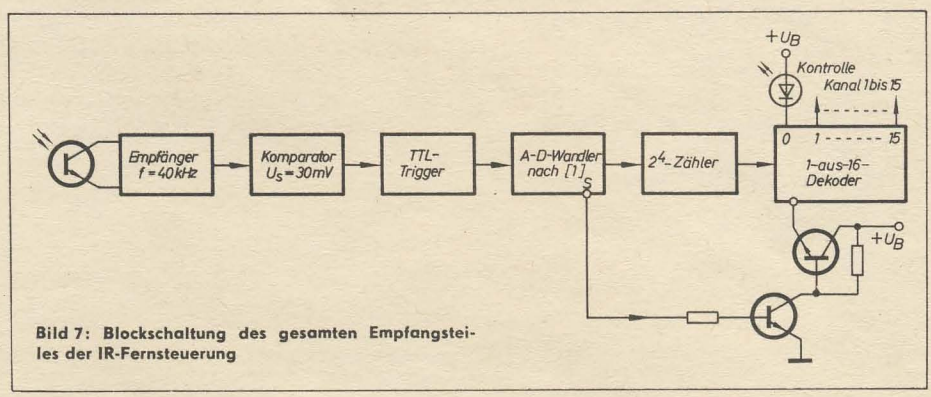


Bild 7: Blockschaltung des gesamten Empfangsteiles der IR-Fernsteuerung

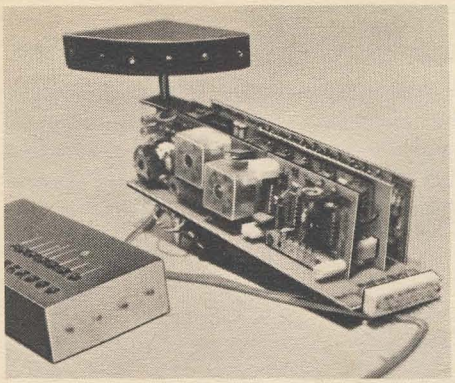


Bild 8: Praktisch aufgebaute IR-Fernsteueranlage

tung ohne Änderung der Charakteristiken um die Normale beliebig gedreht werden. Der Sender kann damit praktisch als punktförmige Strahlungsquelle aufgefaßt werden. Die Halbwertsbreite der Strahlungskeule einer VQ 110 beträgt vertikal und horizontal $\Psi = \varphi = 22°$. Der Sender ist also so auf das Empfangssystem auszurichten, daß vertikale bzw. horizontale Verkantungen unter $\pm 11°$ bleiben. Strenggenommen gilt diese Betrachtung jedoch nur für Entfernungen zwischen Sender und Empfänger von mehr als 4 m; im Nahbereich ($a < 2$ m) ergibt sich durch starke Reflexionen der Infrarotstrahlung ein diffuses Strahlungsfeld, wodurch sich auch eine genaue

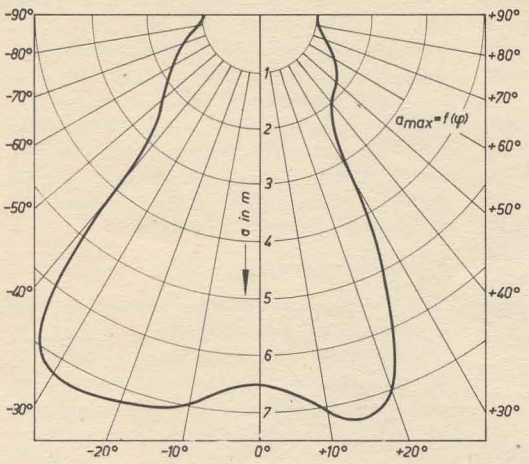


Bild 9: Horizontale Empfangscharakteristik $a_{max} = f(\varphi)$
φ = horizontaler Winkel zwischen Sende- und Empfangsrichtung

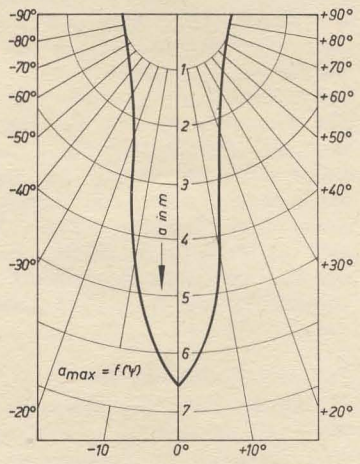


Bild 10: Vertikale Empfangscharakteristik $a_{max} = f(\psi)$
ψ = vertikaler Winkel zwischen Sende- und Empfangsrichtung

Basis von 110 mm und einer Höhe von 30 mm, wobei die Vorderfront des Gehäuses eine konvexe Wölbung mit einem Radius $r = 100$ mm aufweist. Die Fototransistoren sind im Abstand von 20° in der Vorderfront befestigt. Die konstante Vorbeleuchtung der wirksamen Empfängerflächen der Fototransistoren erweist sich bei rückwärtiger Anordnung der beiden Lämpchen durch die innere Reflexion im glasklaren Fototransistorgehäuse als ausreichend für einen $I_{C\,konst} > 20\ \mu A$. Das gesamte Gehäuse ist elektrisch mit Masse verbunden.

Der Empfänger und die Auswerteschaltung sind in Modultechnik aufgebaut. Durch den teilweise noch diskreten Aufbau (z. B. 1-aus-16-Dekoder) besitzt der Empfangsteil die Abmessungen 50 mm × 60 mm mal 170 mm. Bild 8 zeigt die aufgebaute Infrarot-Fernsteueranlage.

Ein wichtiges Qualitätskriterium für eine IR-Fernsteueranlage ist der räumliche Übertragungsbereich. Da die eingesetzten optoelektronischen Bauelemente eine starke Richtwirkung aufweisen, war zu untersuchen, ob die Anlage auch praktisch handhabbar ist, d. h., ob eine grob abschätzbare Ausrichtung des Senders auf das Empfangssystem eine sichere Informationsübertragung gewährleistet. Dazu wurde die horizontale und vertikale Empfangscharakteristik der Fototransistoranordnung für die Grenzempfindlichkeit $U_{NF} = 30$ mV ermittelt. Die Ergebnisse zeigen die Bilder 9 und 10. Die Sende- und Empfangsnormalen befinden sich dabei auf einer Linie (Ausrichtung). Sende- und Empfangssystem können innerhalb der Ausrichtung zwischen Sender und Empfangssystem erübrigt. Der Winkel zwischen Sende- und Empfangsrichtung liegt bei Abständen < 2 m z. B. horizontal zwischen 95° und 180°.

Insgesamt wird eingeschätzt, daß der Einsatz der IR-Fernsteuerung in den Bedienkomplex einer HiFi-Anlage die Gebrauchseigenschaften dieser Anlage wesentlich erhöht.

Die Aufstellung des Empfängers im Eckbereich eines Wohnraumes (Grundfläche 25 m²) gewährleistet innerhalb des Sichtbereiches eine vollständige Informationsübertragung. Auf Grund des definierten optimalen Hörbereiches bei Mehrkanalübertragungen (Stereo-, Ambio- oder Quadrofonie) und der dadurch möglichen Anordnung der HiFi-Anlage (einschließlich des Empfängers der IR-Fernsteuerung) ist damit eine bequeme Fernsteuerung der Bedienfunktionen möglich.

Hinweis

Nach der Landfunkordnung vom 12. 2. 1974 sind Anlagen zur Nachrichtenübermittlung durch Lichtwellen genehmigungspflichtig durch die zuständige Bezirksdirektion der Deutschen Post.

Literatur

[1] Langmann, R.: A-D-Wandler für Fernbedienungsanlagen. Funkamateur 28 (1979) H. 7, S. 336–338

[2] Regel, W.: Optoelektronische Strahlschranken. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 1, S. 18–24

Aus der Zeitschrift

Nachrichtentechnik Elektronik

Wissenschaftlich-technische Zeitschrift für die gesamte elektronische Nachrichtentechnik

Heft 5 (1981)

■ **Die Bedeutung der Mitarbeit der Betriebe des Bereiches Elektrotechnik in der Internationalen Elektrotechnischen Kommission (IEC)**

■ **Modell des Enhancement-Transistors unter Berücksichtigung der Substratvorspannung**
Der Einfluß der Substratvorspannung auf die Stromkennlinie wird beim klassischen Modell allein über die Einsatzspannung berücksichtigt. Dabei ergeben sich Abweichungen, die am deutlichsten bei der Sättigungsspannung zum Ausdruck kommen. Ausgehend von einem einfachen physikalischen Modell wird eine Korrektur abgeleitet, die zu einer von der Substratvorspannung abhängigen effektiven Drainspannung führt.

■ **Kopplung eines programmierbaren Interrupt-Controller-Schaltkreises an den Mikrorechner K 1520**
Es wird die Kopplung des systemfremden programmierbaren Interrupt-Controller-Schaltkreises I 8259 an den Mikrorechner K 1520 beschrieben. Die Leistungsfähigkeit des K 1520 wird dahingehend gesteigert, daß 8 verschiedene externe Unterbrechungsquellen je einen Interrupt mit frei wählbarer Startadresse auslösen können, wobei die CPU U 880 im Interruptmode 0, 1 oder 2 betrieben werden kann. Die Interrupt-Kaskadierung erfolgt entsprechend den Bedingungen des K-1520-Mikrorechners, die Kopplung wird ohne Veränderung des K-1520-Systembusses realisiert.

■ **Äußere und innere Frequenzgangkompensation bei Operationsverstärkern**
Im Zusammenhang mit einer kurzen Darstellung prinzipieller Möglichkeiten der Frequenzgangkompensation bei Operationsverstärkern wird gezeigt, daß bei innerer Frequenzgangkompensation neben dem ohmschen Innenwiderstand am Kompensationspunkt, auch dessen kapazitive Komponente zu berücksichtigen ist. Die Kompensationspunkte werden meist so gewählt, daß sie mit den Punkten der Verstärkerschaltung übereinstimmen, die für die Grenzfrequenzen $f_{g1/2/3}$ bestimmend sind. Dadurch werden vorhandene Polstellen im Frequenzgang durch die Kompensation lediglich verschoben; neue Pole treten nicht auf.

■ **Möglichkeiten zur Ernennung von Synchronisationsfehlern und Austauschfehlern im binären Datenkanal**
In realen Übertragungskanälen treten oft sowohl Austausch- als auch Synchronisationsfehler auf. Vorgestellt werden solche Kodierungen, die auf die Berücksichtigung beider Fehlerarten spezialisiert sind und gegenüber klassischen Kodes zur Austauschfehlerbehandlung zusätzliche Redundanz erfordern. Es wird gezeigt, daß auch mit gewöhnlichen Blockkodes zur Austauschfehlerkorrektur Synchronisationsfehler erkennbar und korrigierbar sind. Ein dazu geeigneter Algorithmus und seine Dimensionierungskriterien für die Anpassung an konkrete Übertragungsstrecken werden vorgestellt.

■ **Digitale Informationstechnik 10 Digitale Rechentechnik, Teil 1**

■ **Mikrorechnergesteuertes Labormodell zur Durchschaltung von PCM-Signalen**

■ **Beschreibung des Datenaustausches zwischen gekoppelten Mikrorechnern durch Petri-Graphen**

■ **Der transformatorgekoppelte Niedrigfeld-Streifenleitungszirkulator mit geringster Temperaturabhängigkeit**

■ **Zum Layout-Entwurf von LSI-Schaltungen auf der Basis topologischer Fragmente**

Short-Backfire-Matrixantenne

Dipl.-Phys. DIETMAR BACKS

Zur Erzielung eines hohen Antennengewinns eignen sich am besten Mehrfachantennenanordnungen. Die bekannten Yagi-Antennen besitzen jedoch eine relativ große Baulänge ($\geqq 5\ \lambda$), wenn ein hoher Gewinn der Grundelemente der Gruppe gefordert wird. Eine Antenne, die sich auf Grund geringer mechanischer Länge bei entsprechend hohem Gewinn als Grundelement in einer Mehrfachantennenanordnung eignet, ist die Short-Backfire-Antenne.

Backfire-Prinzip

Bei Backfire-Antennen wird im Gegensatz zu Yagi-Antennen (Endfire-Prinzip) durch einen zusätzlich angeordneten Reflektor (Koreflektor) eine Mehrfachausnutzung der Energie der elektromagnetischen Welle erreicht. Ähnlich wie bei einem Resonator kann damit dem Strahlungsfeld mehr Energie entzogen werden. Zur Abschätzung des absoluten Gewinns von Yagi-Antennen wird folgender Zusammenhang benutzt [1]:

$$G_1 = 10\, l/\lambda \qquad (1)$$

wobei l die Antennenlänge und λ die zu empfangende Wellenlänge sind. Für Backfire-Antennen ergibt sich der absolute Gewinn nach [2] zu

$$G_2 = 60\, l/\lambda \qquad (2)$$

Für eine Empfangsfrequenz und bei gleicher Antennenlänge liefert eine Backfire-Antenne also einen sechsfach höheren Antennengewinn. Das sind, bezogen auf den Halbwellendipol, etwa 6 dB nach logarithmischem Maß.

An einer Short-Backfire-Antenne für den UHF-Bereich, bestehend aus Reflektor, Erreger und Koreflektor, mit einer Baulänge von nur 25 cm wurde ein Gewinn von 13,1 dB gemessen [2]. Der Reflektordurchmesser betrug bei dieser Antenne 2,0 λ, der Koreflektor hatte einen Durchmesser von 0,5 λ. Damit die auftreffende Energie nicht teilweise an den Seiten der Antenne entweicht, wurde ein 0,2 λ breiter Rand um die Reflektorfläche angeordnet.

Durch zusätzliches Anbringen von Direktoren ist es möglich, den Gewinn der Antenne weiter zu erhöhen. Bei einer Baulänge von etwa einem Meter wird ein Gewinn von 14 dB erreicht [3].

Aufbau einer leistungsfähigen Backfire-Matrix

Mit der Short-Backfire-Antenne und fünf vorgesetzten Direktoren als Grundelement wurde eine (4 × 4)-Backfire-Matrix vor gemeinsamer Reflektorwand errichtet. Im Bild 1 sind die Abmessungen der Einzelstrukturen einschließlich Erreger und Koreflektor dargestellt.

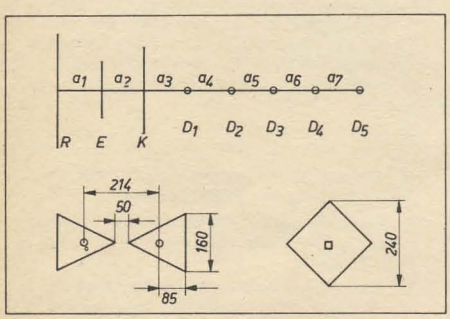


Bild 1: Maße der Backfire-Einzelstrukturen für 630 MHz

Bei horizontal polarisierten Wellen ist es ausreichend, den Reflektor und den Koreflektor in der dargestellten Form auszuführen. Die Erregung mit Schmetterlingsdipolen wurde gewählt, um die Antenne für das gesamte Fernsehband IV nutzen zu können. Der Backfire-Effekt wird zwar erst für die berechnete höchste Frequenz voll wirksam, bei tieferen Frequenzen wirkt die Antenne jedoch als Gitterreflektorantenne.

Die Erregerdipole sind so dimensioniert, daß ein Fußpunktwiderstand von etwa 240 Ω vorhanden ist [4]. Der Einfluß des Koreflektors und der Direktorstruktur mußte dabei unberücksichtigt bleiben. Im Bild 2 sind die Maße für die Zusammenschaltung der Einzelstrukturen, ihr vertikaler und horizontaler Abstand und weitere Details angegeben.

Erregung der Einzelstrukturen

Die Erregung der Grundelemente der Antenne erwies sich als problematisch, da eine Messung des Fußpunktwiderstandes nicht möglich war. Außerdem ist eine mechanisch und elektrisch günstige Zusammenschaltung zu wählen, um einerseits eine gute Anpassung, andererseits wenig witterungsgefährdete Koppelpunkte zu erhalten. Aus Bild 2 ist ersichtlich, daß für jeweils zwei übereinanderliegende Backfire-Strukturen eine Zusammenschaltung mit Halbwellen-Paralleldrahtleitungen gewählt wurde. Durch diese Schaltung wird der Fußpunktwiderstand nicht transformiert. An den Punkten XX wird jedoch, infolge der Parallelschaltung, die Hälfte des Fußpunktwiderstandes der Einzelstrukturen erreicht. Durch Anpassungsversuche mit einem Viertelwellentransformator aus Parallelleitungen wurde ermittelt, daß der Fußpunktwiderstand am Punkt XX nicht, wie zu erwarten, bei etwa 120 Ω, sondern bei 60 Ω liegt. Damit bot sich das weitere Zusammenkoppeln von den Punkten XX zu einem gemeinsamen Anschlußpunkt mit Hilfe von Koaxialkabel an. Die bereits erwähnten Halbwellenleitungen zu den Punkten XX sind aus Aluminiumstäben von 5 mm Durchmesser gefertigt. Da ihre Länge größer ist als der vertikale Abstand der Einzelstrukturen, sind sie etwas nach vorn abgeknickt.

Um an den Punkten XX Koaxialkabel anschließen zu können, war noch eine Symmetrietransformation erforderlich, denn bei einer Kopplung von unsymmetrischem Kabel mit einer symmetrisch erregten Antenne können erhebliche Verluste auftreten. Als Symmetrierglied wurde ein Pawsey-Symmetrierglied benutzt, wie es in [4] beschrieben ist.

Das weitere Zusammenschalten der einzelnen Strukturen erfolgte so, daß jeweils die vier oberen und unteren Koaxialkabel, die alle die gleiche Länge besitzen, an einem Breitband-$\lambda/4$-Koaxialtransformator gekoppelt wurden. Durch das Parallelschalten von vier Koaxialspeiseleitungen entsteht ein Wellenwiderstand von 15 Ω, der durch den $\lambda/4$-Breitbandkoaxialtransformator mit einem Wellenwiderstand von 30 Ω wieder auf 60 Ω transformiert wird. Die Ausgänge der beiden Transformatoren wurden auf einen weiteren gegeben, der den entstehenden Widerstand von 30 Ω auf 60 Ω transformiert und damit Widerstandsanpassung gewährleistet. Berechnung und Aufbau der Viertelwellentransformatoren erfolgten wie in [5]. Bild 3 zeigt die Verkabelung der gesamten Antenne. Mit XX sind die Anschlußpunkte gekennzeichnet, wie sie Bild 2 zu entnehmen sind. Die fertiggestellte Antenne zeigt Bild 4.

Praktische Hinweise

Das Grundgerüst und die Längsträger der Backfire-Strukturen wurden aus Kastenprofil-Aluminium (16 mm × 16 mm) gefertigt, die Reflektorwand aus Spreizaluminium, die Koreflektoren und die Schmetterlingsdipole aus 1,5 mm dickem Aluminiumblech.

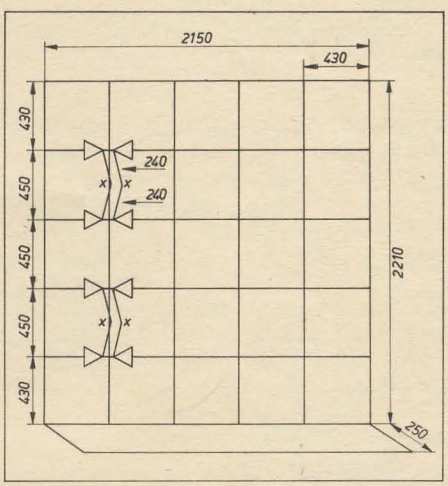


Bild 2: Detailskizze der Short-Backfire-Matrix. Mit XX sind die Erregungspunkte bezeichnet

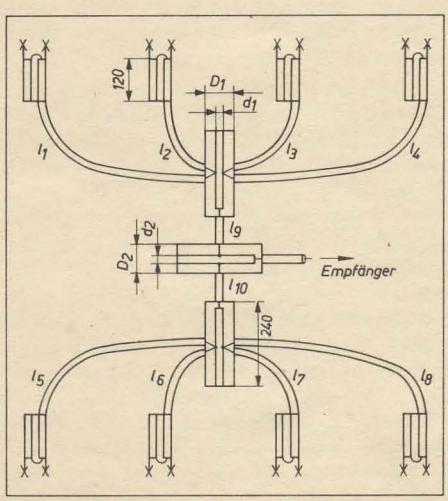


Bild 3: Erregung der Antenne

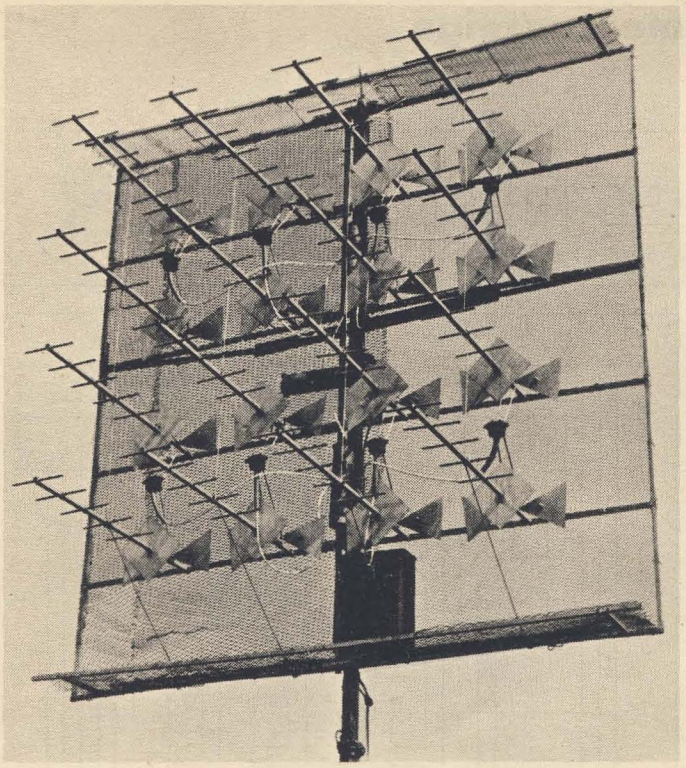


Bild 4: Backfire-Antenne
Foto: D. Backs

Obwohl die Dipole nicht unbedingt isoliert angebracht werden müssen, wenn bestimmte Befestigungsstellen gewählt werden (Spannungsnullpunkte), wurden sie dennoch isoliert befestigt, um auch geringste Verluste auszuschließen.

Folgendes Montageverfahren hat sich als geeignet erwiesen: Die Haltestäbe der Dipole bestehen aus Aluminium mit 5 mm Durchmesser. Sie erhalten an beiden Enden ein Gewinde, werden am Querträger mit Hilfe von zwei Muttern verschraubt und am anderen Ende mit einer vorher aufgebohrten M8-Plastschraube versehen. Die Plastschraube wird so aufgebohrt, daß sie sich stramm auf den Haltestab drehen läßt. Nun wird jeweils eine Dipolhälfte aufgesteckt und mit einer Plastmutter M8 festgeschraubt. Den Längsschnitt dieser Dipolbefestigungsvariante zeigt Bild 5.

Die Quer- und Längsträger der Reflektorwand sind ohne Schellen, nur durch Schraubverbindungen zusammengefügt. Dazu wurden die Enden der Querträger auf 18 mm aufgesägt, zwei gegenüberliegende Seiten um 90° aufgebogen und die so entstandenen Laschen auf die Längsträger geschoben und verschraubt. Ebenso sind die Einzelstrukturen an der Reflektorwand befestigt. Diese sind außerdem durch dünne Plastseile am oberen und unteren Querträger befestigt.

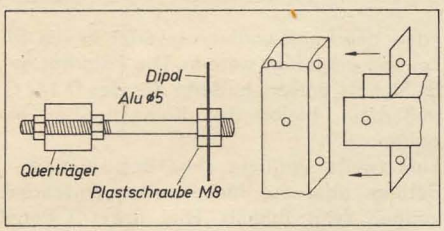


Bild 5: Dipolbefestigung und Verbindung von Quer- und Längsträgern

Maßangaben zu den Einzelstrukturen und der Erregung sowie aus Bild 6 ermittelte Gewinnwerte

Maße zu Bild 1	Maße zu Bild 3	f in MHz	g in dB
$a_1 = a_2 = 120$	$l_1 - l_8 = 951$	470	19,2
$a_3 - a_7 = 145$	$l_9 = l_{10} = 317$	520	22,0
$l_{D1} - l_{D5} = 195$	$D_1/d_1 = 1{,}6$	630	23,8
	$D_2/d_2 = 2{,}0$	670	22,0

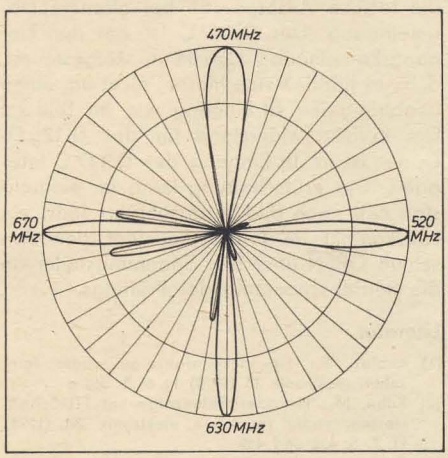


Bild 6: Normierte Richtdiagramme für vier verschiedene Frequenzen

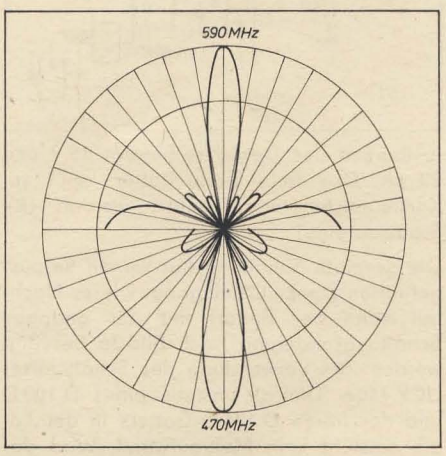


Bild 7: Berechnete Horizontal-Gruppencharakteristik für 470 MHz und 590 MHz

Messungen und Betriebserfahrungen

Einfache Messungen des Richtdiagramms der Antenne wurden mit Hilfe der Regelspannung eines TV-Empfängers durchgeführt [6]. Die normierten Strahlungsdiagramme für verschiedene Frequenzen sind im Bild 6 dargestellt. Für 470 MHz und 590 MHz wurde die Gruppencharakteristik der Antenne mit den in [6] angegebenen Formeln berechnet. Diese Diagramme sind im Bild 7 dargestellt. Zur Ermittlung der Gruppencharakteristik wurden dabei die Stockungsabstände der Einzelstrukturen benutzt.

Alle hier angegebenen Rechnungen und Messungen beziehen sich auf die horizontale Richtcharakteristik.

Wird für eine Backfire-Struktur ein Gewinn von 14 dB zugrunde gelegt, ergibt sich mit 2,3 dB Gewinnzuwachs bei Aufwandsverdoppelung ein Gesamtgewinn von 23,2 dB. Das stimmt mit dem höchsten gemessenen Wert von 23,8 dB gut überein.

Die gemessenen Richtdiagramme konnten nicht mit berechneten verglichen werden, da die Grundantennencharakteristik nicht ausgemessen wurde. Abschätzungen mit Hilfe der in [2] angegebenen Diagramme zeigen jedoch, daß die gemessenen Öffnungswinkel richtig sind. Der Gewinn der Antenne steigt bis zum Ende des Fernsehbandes IV, wobei jedoch mit steigender Frequenz auch die Intensität von Nebenzipfeln zunimmt. Diese werden besonders intensiv bei Frequenzen im Band V. Aussagen über das Vor-Rück-Verhältnis können nicht gemacht werden. Die Gewinne für die im Bild 7 dargestellten Richtdiagramme sowie einige Bemessungsdetails der Antenne sind in der Tafel zusammengestellt.

Erste Betriebserfahrungen mit der Antenne zeigen, daß neben einem hohen Gewinn eine große Bandbreite und ein hohes Vor-Rück-Verhältnis vorhanden sind. Es werden nicht nur Sender im Band IV, sondern auch im Band V empfangen. Bei günstigen Empfangsbedingungen konnten bereits Signale von Sendern aus einer Entfernung > 300 km beobachtet werden.

Ein unmittelbarer Nachbau der Antenne kann nicht empfohlen werden, einerseits wegen der Materialkosten, andererseits wegen der sehr starken Windbelastung, die doch erhebliche Versteifungs- und Abspannungsmaßnahmen erfordert. Kleine Varianten sind jedoch möglich, auch für Anwendungen in Gebieten mit schlechten Empfangsbedingungen. So kann mit einer Viererkombination durchaus noch mit einem Gewinn von 18 dB gerechnet werden.

Literatur

[1] Ehrenspeck, H. W.: „Backfire"-Antennen. Nachrichtentechnische Zeitschrift 22 (1969) H. 5, S. 285–292

[2] Ehrenspeck, H. W.: Die „Short-Backfire" – Eine neuartige Empfangsantenne für das gesamte UHF-Fernsehband. Funk-Technik 21 (1966) H. 1, S. 21–23

[3] Ehrenspeck, H. W.: Short-Backfire-Antennen als UHF-Fernsehantennen. Funk-Technik 26 (1971) H. 16, S. 598–602

[4] Rothammel, K.: Antennenbuch. 8. Auflage. Berlin: Militärverlag der DDR 1975

[5] Lickfeld, K. G.: VHF- und UHF-Richtantennen. Stuttgart: Franckh'sche Verlagsbuchhandlung W. Keller und Co. 1954

[6] Rothe, G.; Spindler, E.: Antennenpraxis. Berlin: VEB Verlag Technik 1968

Sedezimaldekoder für Siebensegmentanzeige

Dipl.-Ing. WERNER RECKZIEGEL

In der digitalen Rechentechnik werden für Prüfzwecke Anzeigen benötigt, mit denen man längere Binärworte auf einen Blick erfassen kann. Binäranzeigen sind für Wortbreiten über 4 bit unübersichtlich (z. B. für den 16-Bit-Adressen- oder Datenbus eines Mikrorechners). Deshalb hat sich auch hier, wie schon in der Programmiertechnik, die sedezimale (hexadezimale) Darstellung mit den Symbolen 0 bis 9 und A bis F durchgesetzt.

Bild 1: (oben) Zeichenvorrat der Sedezimal-Siebensegmentanzeige

Bild 2: Sedezimal-Dekoder/Treiber ▶

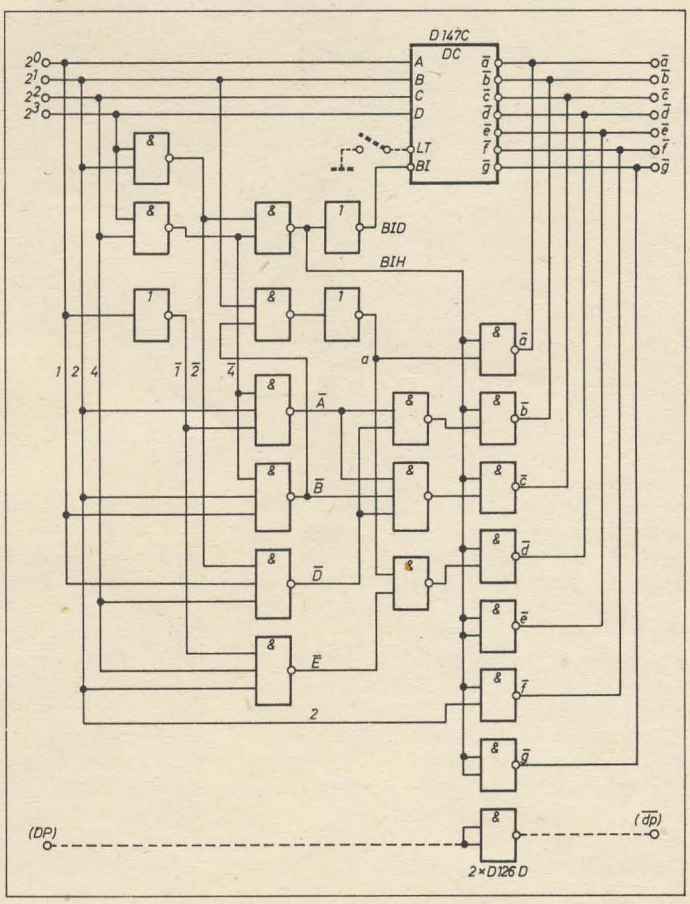
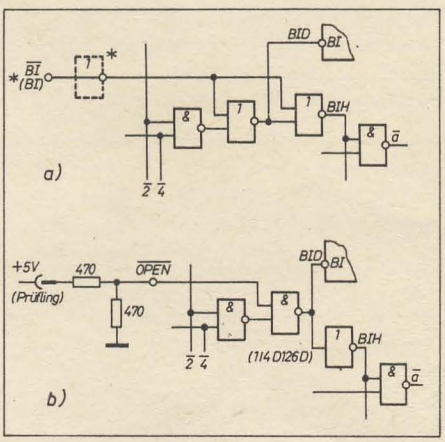


Bild 3: (unten) Schaltungsvarianten für Dunkeltastung. a) Unabhängiger Steuereingang; b) abhängige Dunkeltastung für Eingangskombination HHHH



Da spezielle Sedezimalanzeigeelemente mit integriertem Dekoder auch auf dem Weltmarkt teuer und nicht sehr verbreitet sind, behilft man sich mit Siebensegmentanzeigen, für die ein spezieller Dekoder erstellt werden muß. Die schaltungstechnisch einfachste Möglichkeit ist das Einbrennen des Siebensegmentkodes nach Bild 1 in einen TTL-PROM (MH 74 188, Tesla; К 155 РЕ 3, UdSSR), wie es z. B. in [1] dargestellt wurde. Mit seinen offenen Kollektorausgängen mit einer Belastbarkeit von 10 mA ist dieser Schaltkreis bedingt für direkte Ansteuerung moderner LED-Anzeigen einsetzbar, jedoch nicht für Bauelemente mit einem Spannungsabfall von 4 V je Segment (VQB 71) und nicht für den Multiplexbetrieb geeignet. Die dann erforderlichen Treiber benötigen zusätzlich mindestens zwei IS-Gehäuse oder diskrete Transistoren und Widerstände. Da auch diese Lösung recht teuer und nicht immer verfügbar ist, werden die Dekoderschaltungen meist aus einer größeren Anzahl von Standard-TTL-IS aufgebaut [2]. Eine Alternative hierzu bietet die PROM-Schaltung [3] mit zwei D 491 D als Leseverstärker und LED-Treiber. Jedoch ist auch hier der Bestückungsaufwand hoch.

Bild 2 zeigt einen Sedezimal-Dekoder-Treiber, der nur aus maximal sieben TTL-IS der Serie D 10 ohne diskrete Bauelemente aufgebaut ist und deshalb in jedem Labor oder Prüfmittelbau rasch realisiert werden kann. Die Schaltung besteht aus zwei getrennten, ein- und ausgangsseitig parallelgeschalteten Siebensegmentdekodern. Die Zustände 0 bis 9 werden vom D 147 C dekodiert, die Zustände A bis F (10 bis 15) von der SSI-Logik mit zwei D 126 D als Treiber. Die Bereichslogik, die aus den oberen drei NAND-Gattern und dem Inverter besteht, tastet den dem jeweiligen Zahlenbereich entsprechenden Dekoder auf und sperrt den anderen.

Die Schaltung im Bild 2 wird in der Regel als Teil eines Prüfgerätes im Multiplexbetrieb eingesetzt werden, z. B. in einer vierstelligen Anzeige mit standardisiertem 16-Bit-Mikrorechnerbusanschluß (dann kann das minimierte Netzwerk z. B. mit den Schaltkreisen К 155 ЛН 1 bzw. D 204 D, D 100 D und D 110 D aufgebaut werden). Wird der Dekoder/Treiber als selbständige Einheit z. B. für Ausbildungszwecke realisiert, ist die Low-Power-Bestückung, die aus je einem К 158 ЛА 3 und D 100 D (im Treiber für BIH) sowie zwei К 158 ЛА 4 besteht, mit niedrigem Eingangslastfaktor empfehlenswert. Die Eingänge sind dann mit Klemmwiderständen von etwa 15 kΩ gegen +5 V zu beschalten. Die Ausgangsbelastbarkeit des Dekoders beträgt 15 V und 20 mA. Das freie Treibergatter kann zur Kommaansteuerung genutzt werden (für Statusanzeige).

Die gezeigte Schaltung hat keinen herausgeführten Dunkeltasteingang. Dieser Nachteil kann bei Bedarf mit der geringen Schaltungsänderung nach Bild 3a beseitigt werden. Bei Verwendung des Schaltkreises UCY 7402 (Unitra) anstelle eines D 100 D und des freien D 126 D-Gatters in der Logik entsteht kein Mehraufwand. Wird dagegen für die beiden NOR-Gatter ein zusätzlicher D 150 D bzw. D 103 D eingesetzt, kann der freigewordene Inverter in die $\overline{BI}$-Leitung eingefügt werden. Die Polarität des BI-Signals entspricht dann der des D 147 C, außerdem bleibt der Kommatreiber erhalten.

Eine zweite Variante ohne Bestückungsänderung, aber mit funktionellen Einschränkungen zeigt Bild 3b. Hier tastet L-Pegel am Steuereingang $\overline{OPEN}$ den D 147 C auf und den Zusatzdekoder zu. Eine angeschlossene Prüfschaltung verhindert damit die falsche Anzeige „F" bei offenem Dateneingang. Der D 147 C ist bei der Eingangskombination HHHH dunkelgesteuert, d. h., es handelt sich hierbei nicht um einen unabhängigen BI-Eingang wie im Bild 3a. Der Kollektorwiderstand für das D 126 D-Gatter ist im BI-Eingang des D 147 C integriert. Die Prüfschaltung kann im einfachsten Fall nach Bild 3b ausgeführt sein: ein Hilfskontakt im Prüfstecker legt den Anschluß $\overline{OPEN}$ über den Spannungsteiler an die Betriebsspannung des Prüflings.

Literatur

[1] Kubias, T.: Hexadezimalanzeige. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 6, S. 366
[2] Kühn, M.: Hexadezimalanzeige mit TTL-Schaltkreisen. radio fernsehen elektronik 27 (1978) H. 7, S. 458 und 459
[3] Reckziegel, W.: PROM mit Mehrfachdioden. radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 11, S. 706

Abkürzungen von Fachbegriffen der Halbleiterelektronik

POSS (Polyimide on Silicon Mask Substrates)
Polyimide-Schablonen für die Röntgenlithografie

P²CMOS (Double Polysilicon CMOS)
Halbleitertechnologie zur Herstellung von Mikroprozessoren

PRL (Pulldown Resistor Logic)
PRL ist eine bipolare Logik, für deren Herstellung ein Standard-Hochvoltprozeß angewendet wird

PROM (Programmable Read Only Memory)
Programmierbarer Festwertspeicher, dessen eingeschriebener Inhalt nicht mehr gelöscht werden kann

PSA (Polysilicon Self Aligned Process)
Halbleitertechnologie mit Polysilizium

PSG (Phosphorsilicate Glass)
Phosphor-Silikat-Glas

PSL (Polycrystallin Silicon Layer)
Polykristalline Silizium-Schicht

PSN Gleichrichterdiode mit schwach dotierter Schicht (S-Schicht) zwischen der p- und n-Zone (hohe Durchbruchssperrspannung)

PTL (Phase Tracking Loop)
Phasennachlaufdemodulator

PUT (Programmable Unijunction-Transistor)
Programmierbarer Unijunction-Transistor

Q

Quad MOS Vierfach-MOS
Vierfach-MOS-Strukturen für Halbleiterspeicher

QSAMOS (Quadruply Self Aligned MOS)
Kurzkanal-MOS-Transistor für VLSI

Quil (Quad-In-Line)
Gehäuse für integrierte Schaltungen mit 4 Anschlußreihen

R

RALU (Register Arithmetic Logic Unit)
Register-Arithmetik-Logikeinheit

RAM (Random Access Memory)
Lese-Schreibspeicher mit wahlfreiem Zugriff
Derartige Speicher haben die Aufgabe, Daten oder Befehle während des Rechenbetriebes aufzunehmen und wieder bereitzustellen. Mit dem Abschalten der Betriebsspannung verlieren sie normalerweise ihre Informationen. Die Eigenschaften der RAMs werden in entscheidendem Maße durch ihre Herstellungstechnologie und ihre Schaltungstechnik bestimmt

RCTL (Resistor Capacitor Transistor Logic)
Widerstand-Kondensator-Transistor-Logik
Logikeinheit wie RTL, jedoch mit zusätzlichen Kapazitäten zur Erhöhung der Schaltgeschwindigkeit

RECL Rückgekoppelte ECL

RED (Reflexion Electron Diffraction)
Reflexionselektronenbeugung

REM Rasterelektronenmikroskop

REOX (Reverse Etching of Oxide)
Rückseitige Oxidätzung

REPROM (Reprogrammable ROM)
Umprogrammierbarer Festwertspeicher

RHEED (Reflection High-Energie Electron Diffraction)
Untersuchungsmethode mit Hilfe der Elektronenbeugung

RIGFET (Resistive Insulated Gate FET)
Feldeffekttransistor mit Widerstands-Gate

RIS (Resistor Insulator Semiconductor)
Dreipoliger HF-Leistungshalbleiter

RMM (Read-Mostly Memory)
Integrierter Halbleiterspeicher, der programmiert, rückprogrammiert und gelesen werden kann

RMOS (Refractory MOS)
Herstellungstechnologie für schnelle MOS-Halbleiterspeicher (z. B. mit Molybdän-Gate)

ROI (Recessed Oxide Isolation)
Oxydationsverfahren der Halbleitertechnologie

ROM (Read Only Memory)
Nur-Lese-Speicher
In der Datenverarbeitung hat dieser Festwertspeicher die Aufgabe, einmal eingeschriebene Daten oder Befehle zerstörungsfrei für ein beliebig häufiges Lesen bereitzustellen

ROS (Resistors on Sapphire)
Widerstände auf Saphir, womit Durchgriffseffekte für integrierte Schaltungen fast beseitigt werden

ROX (Recessed Oxide)
Versenktes Oxid

RWM (Read/Write Memory)
Lese-Schreib-Speicher, Bestandteil eines Mikroprozessors

RTL (Resistor Transistor Logic)
Widerstands-Transistor-Logik.
Die logische Verknüpfung wird durch Widerstände ausgeführt

S

SAG (Self Aligned Gate)
Selbstjustierendes Gate (Halbleitertechnologie)

SAGMOS (Self Aligning Gate MOS)
MOS-Transistor mit selbstjustierendem polykristallinem Silizium-Gate

SAM (Sequential Access Memory)
Sequentieller Zugriffsspeicher (z. B. Schieberegisterspeicher)

SAMNOS (Self Aligning Gate MNOS)
MNOS-Prozeß mit selbstjustierendem Gate

SAMOS (Self Aligning Gate MOS)
MOS-Prozeß mit selbstjustierendem Gate

SATO (Self Aligned Thick-Oxide)
Selbstjustierende Gate-Struktur, ein möglicher Prozeßschritt bei der MOS-Technologie

SAW (Surface Acoustic Waves)
Akustische Oberflächenwellen (s. AOW)

SBC (Standard Buried Collector)
Standard-Bipolar-Technologie zur Herstellung integrierter Halbleiterspeicher mit vergrabenem Kollektor

SBD (Schottky Barrier Diode)
Schottky-Diode

SBD-TTL	(Schottky Barrier Diode TTL) Schottky-TTL
SB-FET	(Schottky Barrier Gate FET) Alte Bezeichnung für MESFET
SCAT	(Surface-Controlled Avalanche Transistor) Transistor mit gesteuerter Lawinendurchbruchsspannung
SCCD	(Surface CCD) Ladungsverschiebeschaltung in MOS-Technik, bei der die Ladungsverschiebung ausschließlich an bzw. unmittelbar unter der Oberfläche erfolgt
SCE	(Short Channel Effect) Kurzkanal-Effekt
SCIM	(Silicon Coating by Inverted Meniscus) Einfaches und billiges Herstellungsverfahren für Polysilizium-Schichten
SCL-Transistor	(Space Charge-Limited Transistor) Bipolarer „raumladungsbegrenzter" Transistor, der sich elektrisch wie eine Röhrentriode verhält
SCM	(Stratified-Charge Memory) Dynamische RAM-Speicherzelle
SCR	(Silicon Controlled Rectifier) Steuerbarer Siliziumgleichrichter
SCS	(Silicon Controlled Switch) Thyristor-Tetrode mit anoden- und katodenseitiger Steuerelektrode
SCT	(Surface Charge Transistor) Oberflächenladungs-Transistor, der bei ladungsgekoppelten integrierten Schaltungen eine große Rolle spielt
SCT	(Schottky Clamped Transistor) Schottky-Transistor
SDFL	(Schottky Diode FET Logic) Schaltkreislogik mit extrem kleinen Schottky-Dioden
SEBL	(Scanning Electron Beam Lithography) Raster-Elektronenstrahllithografie
SELCOS	(Selective Oxide Coating of Silicon Gates) Selbstjustierende Isolationstechnologie für Siliziumgate
SEM	(Scanning Electron Microscope) Rasterelektronenmikroskop
SEMI ROX	(Semi-recessed Oxide) Halbversenktes Oxid
SET	(Stepped Electrode Transistor) Transistor mit spezieller Elektrodenstruktur
SFET	(Surface Field Effect Transistor) Sperrschicht-Feldeffekttransistor
SFL	(Substrate Fed Logic) I^2L-Technik mit Schottky-Dioden
SGOS	(Silicon Gate Oxide Semiconductor) Vereinfachende Abart der MOS-Technik, bei der die Gate-Elektrode nicht aus aufgedampftem Metall, sondern aus Silizium besteht
SGT	(Silicon Gate Technology) Verfahren zur Herstellung von MOS-Schaltungen
SGT-MOS	(Silicon Gate Technology MOS) Bei hochintegrierten MOS-Schaltkreisen wird das Gate aus polykristallinem Silizium hergestellt. Da zur Bildung aus dem SiO_2 der Kanalzone keine Maske benötigt wird (selbstjustierend), lassen sich kurze Kanalbreiten realisieren
SHC-RAM	(Stacked High Capacity RAM) RAM mit Speicherkapazität von 1 M bit
SHSIC	(Super High Speed Integrated Circuit) Integrierte Schaltung mit höchster Arbeitsgeschwindigkeit (Taktfrequenz 10 GHz)
SID	(Silicon Imaging Device) Zweidimensionale optoelektronische Sensoranordnung nach dem CCD-Prinzip
SIGBIP	(Silicon Gate MOS-Bipolar Technology) Halbleitermischtechnologie mit Si-Gate-MOS- und bipolaren Strukturen
SIGFET	(Semi-Insulated Gate FET) FET-Struktur mit halbisoliertem Gate
SIMOS	(Stacked-Gate-Injection-MOS) MOS-Feldeffekttransistor mit Injektion durch geschichtetes Gate
SiMOX	(Seperation by Implanted Oxygen) Si-Abscheidung auf SiO_2
SIPMOS	(Siemens Power MOS) MOS-Leistungstransistor mit verbesserten Parametern, z. B. als Aktuator in der Mikroelektronik
SIMS	(Secondary Ion Mass Spectrometry) Sekundärionenmassenspektrometrie
SIO	Serieller Ein- und Ausgang
SIPOS	(Semi-Insulating Polycrystalline Silicon) Siliziumtransistor mit Heterojunctionstruktur sowie dünnen polykristallinen Si-Schichten zur Oberflächenpassivierung in der Halbleitertechnologie
SIT	(Static Induction Transistor) Vertikale Feldeffektkonfiguration
SITL	(Static Induction Transistor Logic) SIT-Logik
SLIC	(Subscriber-Line Interface Chip) Extrem flexibler Schaltkreis, bei dem sich alle wichtigen Parameter individuell einstellen lassen
SLP	(Single Layer Polysilicon) Einlagentechnik
SLT	(Solid Logic Technology) Verfahren von IBM zur Herstellung von Hybridschaltungen
SMIS	(Surface-MIS) MIS-Struktur, bei der sich der gesteuerte Kanal unmittelbar an der Phasengrenze ausbildet
SMOS	(Small MOS; Scaled-Down MOS; Submicrometer Channel MOS) Die Herstellung von Kurzkanal-Strukturen ($\leq 1\ \mu m$) erfolgt unter Anwendung der Doppelimplantation sowie der Vertikaldimensionierung (Technologie: Projektionslithografie und Trockenplasmaätzen)
SOAR	(Safe Operating Area) Sicherer Kennlinienarbeitsbereich von Halbleiterbauelementen
SOGICON	(Semiconductor Oscillation Generator by Injection and Constriction) Halbleiterbauelement zur Schwingungserzeugung
SOI	(Silicon on Isolator) Andere Bezeichnung für die ESFI-Technik
SOIS	(Silicon on Insulating Substrat) Silizium auf isolierendem Substrat
SOS	(Silicon on Sapphire) Silizium auf Saphir, für hochintegrierte Halbleiterschaltungen (Verringerung der parasitären Kapazitäten)
SPROM	PROM mit integrierter Stromsteuerung
SPV	(Surface Photovoltaic Techniques) Meßmethode für die Lebensdauer von Ladungsträgern
SR	(Shift Register) Schieberegister
SQUIDs	(Superconducting Quantum Interference Devices) Squid-Halbleiterbauelemente mit Abmessungen im Nanometerbereich als empfindliche Detektoren
SRD	(Step Recovery Diode) Diode mit steiler Kennlinie
SSI	(Small Scale Integration) Geringe Integration, einfache integrierte Schaltungen mit bis zu 100 Transistoren/Chip bzw. 10 Gatter/Chip

Wird fortgesetzt

Die Steuerlogik des Fonoautomaten PA 225

Teil 1

KARL-HEINZ FINKE

Die Digitaltechnik nimmt in der Unterhaltungselektronik einen zunehmend breiteren Raum ein. Ein in dieser modernen Technik ausgeführtes Gerät ist der vollautomatische Schallplattenspieler PA 225 vom VEB Phonotechnik Zittau, dessen Funktionsablauf durch Sensorbedienung automatisch gesteuert werden kann. Im folgenden wird der Verlauf der Binärsignale für verschiedene Funktionsabläufe des Plattenspielers in Form von Blockschaltbildern dargestellt. Die Aufgliederung der komplizierten Schaltung in kleine, jeweils einen bestimmten Funktionsablauf erfassende Blockschaltbilder erscheint besonders geeignet, die vielfältigen Verknüpfungen des Signalverlaufes durchschaubar zu machen. Als Grundlage für diesen Beitrag dient das Schaltbild des Fonoautomaten, das wir im Rahmen unserer ausführlichen Gerätebeschreibung in unserem Heft 10 (1979) veröffentlichten.

Wie aus dem Blockschaltbild des Gesamtgerätes (Bild 1) hervorgeht, verknüpft die Steuerlogik die von den Sensoren und Zustandsindikatoren ausgehenden Signale zu Ansteuersignalen für die Bewegung des Tragarms und Umdrehung des Plattentellers. Vor der Darstellung der Verknüpfungen wird zunächst die Erzeugung der Zustandssignale in der Reihenfolge ihres Auftretens nach dem Einschalten des Gerätes beschrieben.

Der Sensornetzteil wird durch einen Stößelschalter beim Öffnen der Plastehaube eingeschaltet und stellt die Spannung zum Einschalten des Plattenspielers mit dem Sensor Netz bereit. Nach dem Berühren dieses Sensors bringt die Setzschaltung die Flip-Flops der Sensoren in eine für die Bildung der logischen Signale richtige Ausgangsstellung.

Wenn der Plattenteller sich zu drehen beginnt, bleibt der Sensor Start solange verriegelt, bis eine Schallplatte aufliegt. Nunmehr tritt die Schallplattenabfrage in Aktion, die die Größe der aufgelegten Schallplatte bewertet, so daß die Steuerlogik die logischen Signale für den Tragarmanschlag und die Umdrehungsgeschwindigkeit bilden kann.

Die Ansteuersignale für den Tragarmantrieb werden nach dem Ansprechen des Sensors Start gebildet (Bild 2). Wenn sich der Tragarmmotor vorwärts dreht, läuft folgendes Programm ab:

1. Tragarm wird entriegelt und angehoben
2. Tragarmanschlag und Rutschkupplung werden in Eingriffstellung gebracht
3. Tragarm wird bis zum Anschlag geschwenkt
4. Tragarmanschlag und Rutschkupplung werden ausgekoppelt
5. Tragarm wird abgesenkt.

Bei Rückwärtsdrehung wird

1. der Tragarm angehoben, die Tragarmverriegelung geöffnet
2. die Rutschkupplung in Eingriff gebracht
3. der Tragarm zurückgeschwenkt, auf die Tragarmstütze gelegt und verriegelt.

Bei manuellem Betrieb dreht sich der Tragarmantrieb vor- oder rückwärts.

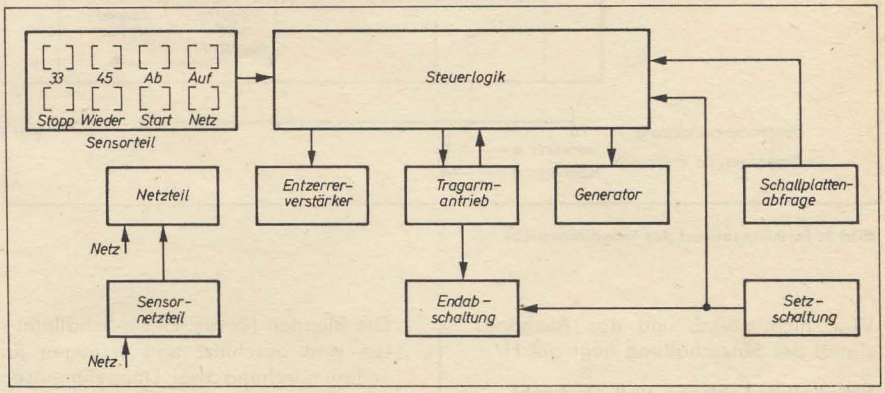


Bild 1: Blockschaltbild des Fonoautomaten PA 225

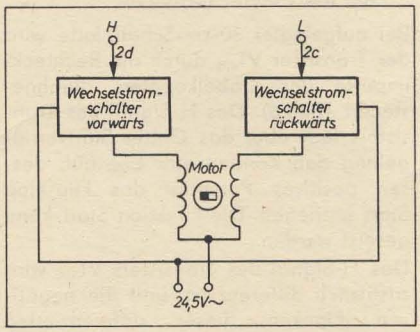


Bild 2: Tragarmantrieb in Schaltstellung vorwärts

Dieser skizzierte Funktionsablauf ist im Bild 3 grafisch dargestellt. Die Zustandsindikatoren S_{201} bis S_{203} melden die Stellungen des Tragarms mit folgenden Signalen:

S_{201} H-Signal, wenn sich der Tragarm auf der Stütze, also in Ruhestellung, befindet

S_{202} L-Signal, wenn die Abspielstellung erreicht ist und der Tragarm sich auf der Schallplatte befindet

S_{203} L-Signal, wenn beim manuellen Betrieb die Tragarmstellung Auf erreicht ist.

Während der Kontakt S_{201} den Plattenspieler praktisch ausschaltet, unterbrechen S_{202} und S_{203} lediglich den Motorstrom des Tragarmantriebs.

Die Steuerlogik verknüpft nun die von den Zustandsindikatoren ausgehenden Signale zu Ansteuersignalen für die Bewegung des Tragarms und die Umdrehungszahl des Plattentellers und gewährleistet einen folgerichtigen Funktionsablauf.

Netz Ein und Aus (Bild 4)

Wird der Sensor Netz berührt, dann werden VT_{910} und VT_{911} leitend, und das Netzrelais K_{801} zieht an. Über den Relaiskontakt wird der Netztransformator mit Spannung versorgt. Die sich aufbauende Schienenspannung von +23 V wirkt auf die Setzschaltung (s. den folgenden Abschnitt „Setzschaltung"), die durch L-Signal das Flip-Flop Netz setzt. Nunmehr wird VT_{405} leitend und hält das Netzrelais K_{801}. Das Gerät ist eingeschaltet.

Nach dem Ansprechen der Endabschaltung oder Betätigen des Sensors Stopp schwenkt der Tragarm auf die Stütze zurück. Der Zustandsindikator S_{201} Ruhestellung gibt H-Signal, das das Flip-Flop Netz zurücksetzt. VT_{405} wird nichtleitend, das Netzrelais fällt ab. Der Transistor VT_{910} (SMY 50) ist ein p-Kanal-Anreicherungstyp, der durch eine negative Spannung am Gate leitend wird.

Setzschaltung

Die Setzschaltung nutzt die sich aufbauende Betriebsspannung (Bild 5). Diese lädt C_{418} auf. Bis zur Aufladung ist VT_{404} nichtleitend, VT_{403} ist leitend und setzt L-Signal, das die Flip-Flops in einen definierten Zustand versetzt. Nach vollzogener Aufladung von C_{418} ist

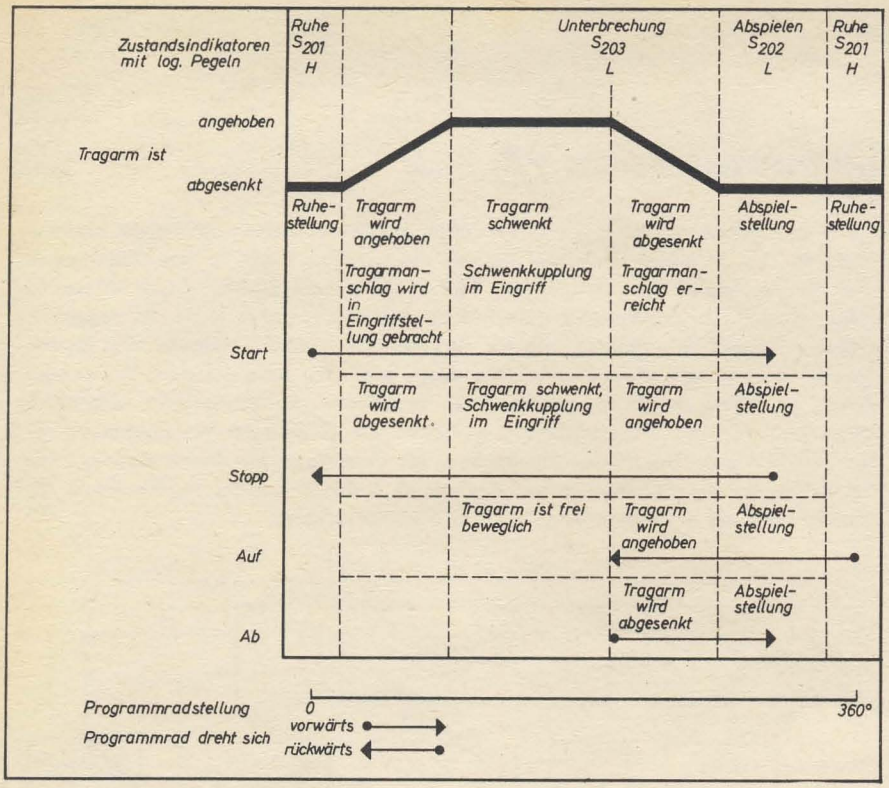


Bild 3: Funktionsablauf des Tragarmantriebs

VT_{403} nichtleitend, und das Ausgangssignal der Setzschaltung liegt auf H.

Schallplattenabfrage und Drehzahlumschaltung

Zum Erkennen der Schallplattengröße enthält der Plattenteller zwei Stößelpaare, die durch die aufgelegte Schallplatte heruntergedrückt werden und zwei Blenden betätigen, die beim Durchgang durch den Gabelkoppler bestimmte Impulse erzeugen:

1. Bei einer 30-cm-Schallplatte wird bei jedem Blendendurchgang ein einfacher Rechteckimpuls erzeugt. Da für die Abfrage je Schallplatte zwei Stößel eingesetzt sind, entstehen zwei Einfachimpulse je Tellerumdrehung.
2. Die Blenden für die 17-cm-Schallplatten sind geschlitzt und erzeugen je Tellerumdrehung zwei Doppelimpulse.
3. Wenn keine Schallplatte aufliegt, entstehen keine Impulse, und das Flip-Flop Start bleibt verriegelt.

Bei aufgelegter 30-cm-Schallplatte wird der Transistor VT_{401} durch die Rechteckimpulse des Gabelkopplers durchgesteuert (Bild 6). Das H-Signal des Transistors lädt über das Gatter Startverriegelung den Kondensator C_{406} auf, dessen positives Potential das Flip-Flop Start entriegelt. Die Funktion Start kann gesetzt werden.

Das H-Signal des Transistors VT_{401} wird zusätzlich differenziert, und die negativen Flanken dieser differenzierten Rechteckimpulse veranlassen das Flip-Flop PL 30/17 zu einer Kippschwingung (Setzen/Rücksetzen). An den Ausgängengen des Flip-Flops entsteht ein L-Signal, wodurch das Gatter PL 30/17 gesetzt wird. Die beiden Ausgänge dieses Flip-Flops setzen alsdann die Gatter PL-Wahl und Drehzahlumschaltung. Das Gatter PL-Wahl veranlaßt das Anziehen des Zugmagneten Y_{202} für den Tragarmanschlag. Die beiden zuletzt genannten Gatter bleiben solange verriegelt, bis das L-Signal des gesetzten Flip-Flops Start sie entriegelt.

Das H-Signal des Gatters Drehzahlumschaltung wird dem Flip-Flop Drehzahl zugeführt (Bild 7), das auf dieses H-Signal nicht anspricht, denn es kann nur durch L-Signale am Pin 1 gesetzt werden. Im Regelfall geschieht dies unabhängig von der Schallplattenabfrage durch die Setzschaltung. Ein L-Signal von dieser oder dem Sensor 33 setzt das Flip-Flop Drehzahl, und über VT_{404}, VT_{914} und VT_{913} erhält der Generator ein L-Signal zur Einstellung der Geschwindigkeit 33.

Liegt eine 17-cm-Schallplatte auf dem Plattenteller, dann erzeugt der Gabelkoppler zwei Doppelimpulse je Plattentellerumdrehung, die den Transistor VT_{401} durchsteuern (Bild 8). Sie heben wie die Impulse einer 30-cm-Schallplatte die Startverriegelung auf und zwingen nach der Differenzierung durch C_{412} das Flip-Flop PL 30/17 dergestalt zum Kippen, daß unsymmetrische Ausgangssignale entstehen, die das folgende Gatter PL 30/17 so setzen, daß sein Ausgangssignal das folgende Gatter PL-Wahl (Anschlag) nicht setzt, wohl aber das Gatter Drehzahlumschaltung. Sein L-Signal setzt das Flip-Flop Drehzahl zurück, so daß das logische Signal für den Generator am Punkt 3a H wird (Bild 7).

Manueller Betrieb

Dieselbe Wirkung hat eine Berührung des Sensors 45, der bei manuellem Betrieb zu betätigen ist. Soll der Tragarm manuell über die Schallplatte geführt werden, dann ist der Sensor Auf zu be-

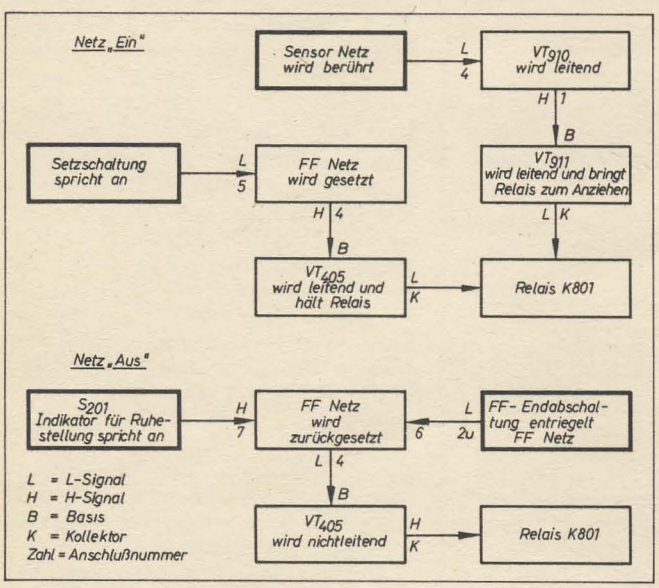


Bild 4: Blockschaltbild für Netz Ein und Aus

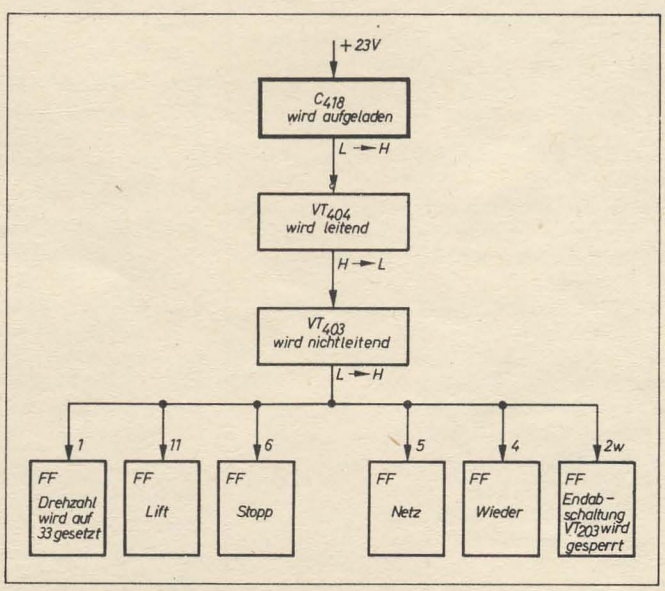


Bild 5: Die Setzschaltung im Ruhezustand. Das L-Signal am Ausgang vom VT_{403} ist das aktive Signal

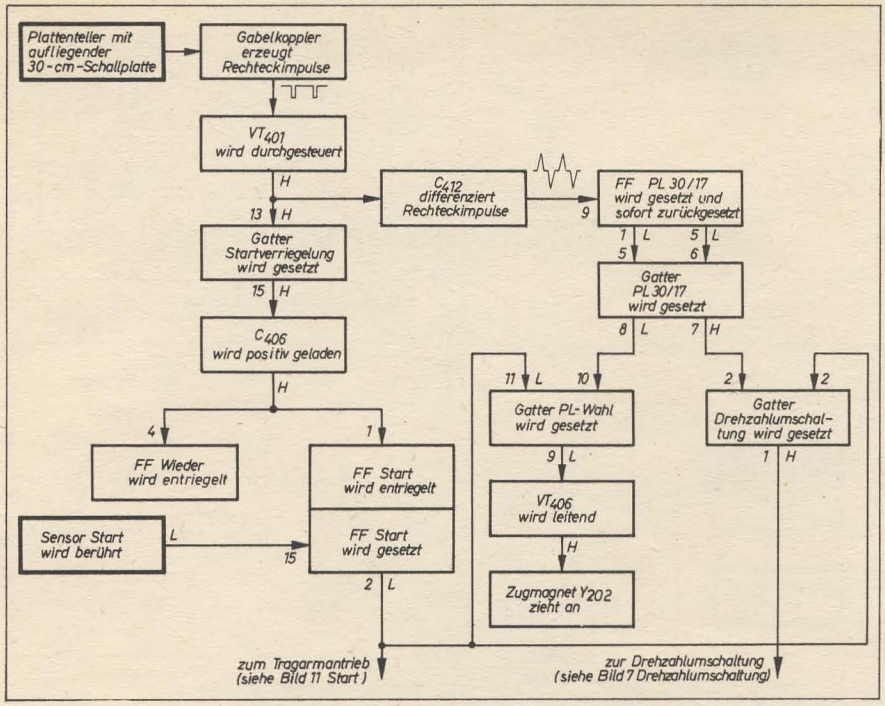


Bild 6: Schallplattenabfrage für 30-cm-Schallplatten

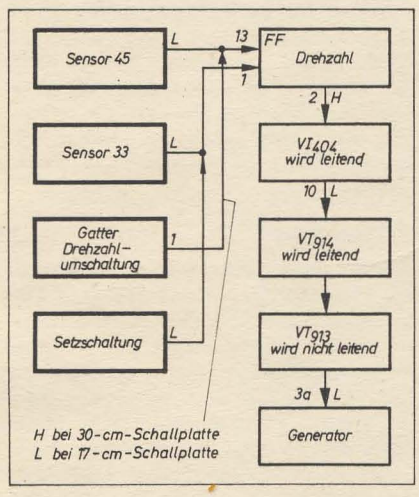


Bild 7: Drehzahlumschaltung in Stellung 33

rühren, wodurch das Flip-Flop Lift gesetzt wird (Bild 9). Durch ein L-Signal wird das Flip-Flop Start verriegelt, und durch ein H-Signal wird das Gatter „rückwärts" gesetzt, so daß sich der Tragarmantrieb rückwärts dreht (siehe „Tragarmantrieb"). Wenn der Tragarm angehoben ist, spricht der Zustandsindikator S_{203} an und gibt ein L-Signal, das das Gatter rückwärts zurücksetzt. Der Tragarmantrieb hält an. Der Tragarm kann jetzt frei über die Schallplatte geführt werden.

Zum Absenken ist der Sensor Ab zu berühren. Das Flip-Flop Lift wird zurückgesetzt und das Gatter vorwärts gesetzt (Bild 10). Das am Ausgang dieses Gatters entstehende L-Signal macht den Transistor VT_{402} leitend, der Tragarmantrieb läuft vorwärts. Der Tragarm wird abgesenkt. Wenn sich der Tragarm in Abspielstellung befiedet, spricht der Zustandsindikator S_{202} an und setzt das Gatter vorwärts wieder zurück.

Die logische Verknüpfung ist beim automatischen Betrieb selbstverständlich wesentlich umfangreicher.

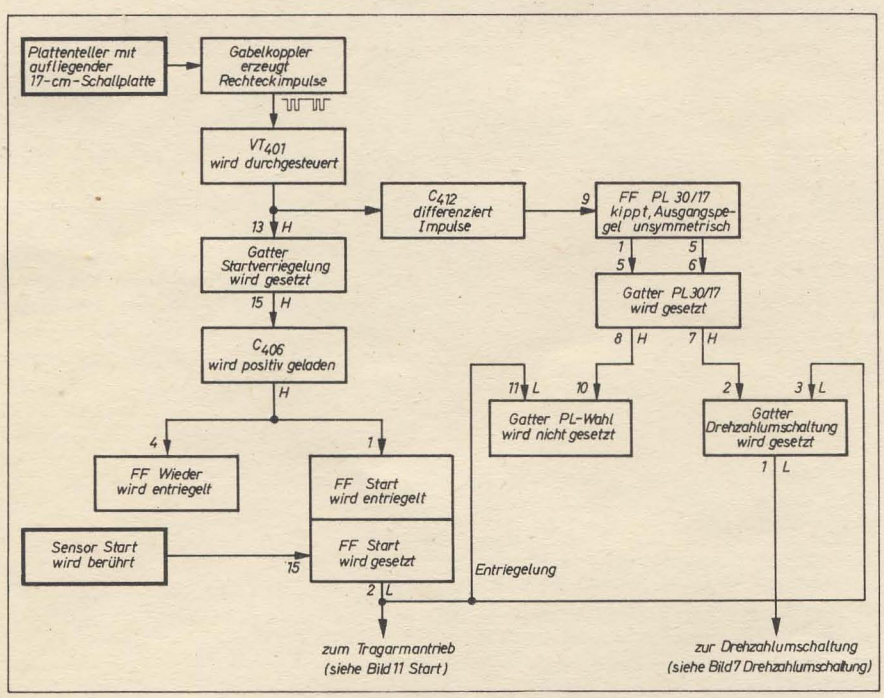


Bild 8: Schallplattenabfrage für 17-cm-Schallplatten

Funktion Start

Wenn der Sensor Start berührt wird, kann das Flip-Flop Start nur dann gesetzt werden, wenn eine Schallplatte aufliegt und C_{406} positiv geladen ist (Bild 11). Anderenfalls leuchtet die Anzeige Start nur kurze Zeit und verlischt wieder. Das Aufleuchten dieser Anzeige ist kein Zeichen für ein gesetzes Flip-Flop Start. Vielmehr sorgt die Aufladung des Kondensators C_{407} für die kurzzeitige Aufrechterhaltung des H-Signals, das durch die Berührung des Sensors Start am Ausgang, Pin 14, zustande kam.

Die beim Setzen des Flip-Flops Start auftretenden logischen Pegel sollen kurz erläutert werden.

Das Flip-Flop Start setzt sich aus zwei in der IS U 106 D enthaltenen NOR-Gatter zusammen (Bild 12). Für jedes Gatter gilt die folgende Wahrheitstabelle:

e 1	e 2	â
H	H	L
L	H	H
H	L	H
L	L	H

e 1 ≙ Eingang Pin 1 oder Pin 15
e 2 ≙ Eingang Pin 3 oder Pin 13
â ≙ Ausgang Pin 2 oder Pin 14

Wenn im Ruhezustand am Eingang, Pin 1, des Gatters Start A (Bild 13) H-Signal und am anderen Eingang, Pin 3, L-Signal anliegt, entsteht gemäß der Wahrheitstabelle am Ausgang, Pin 2, ein H-Signal, das an den Eingang, Pin 13, des Gatters Start B gelangt. Der andere Eingang, Pin 15, liegt auf H, und somit ergibt sich für den Ausgang, Pin 14, H + H = L. Der Kreis ist geschlossen, das Flip-Flop Start hat einen stabilen Zustand.

Wird der Sensor Start berührt, so liegt der Eingang, Pin 15, auf L, wodurch am Ausgang, Pin 14, H-Signal auftritt, weil der zweite Eingang dieses Gatters, Pin 13, auf H-Signal liegt. Das H-Signal vom Ausgang, Pin 14, gelangt auf den Eingang, Pin 3, worauf der Ausgang, Pin 2, L-Signal an den Eingang, Pin 13, abgibt. Das Flip-Flop Start ist gesetzt und hält sich in diesem Zustand. Das am Eingang, Pin 1, notwendige H-Signal wird vom positiv aufgeladenen C_{406} geliefert (Aufladung des Kondensators siehe Schallplattenabfrage). Der nichtgeladene Kondensator hält den Eingang, Pin 1, auf L-Pegel und verhindert dadurch ein Setzen des Flip-Flops.

Im gesetzten Zustand entstehen am Ausgang, Pin 14, H-Signale und am Ausgang, Pin 2, L-Signale, die für logische Verknüpfungen verwendet werden. Das H-Signal setzt das Gatter vorwärts, das den VT_{402} leitend macht und den Tragarmantrieb zum Vorwärtslauf anregt (Bild 11). Das L-Signal vom Ausgang, Pin 2, entriegelt währenddessen die

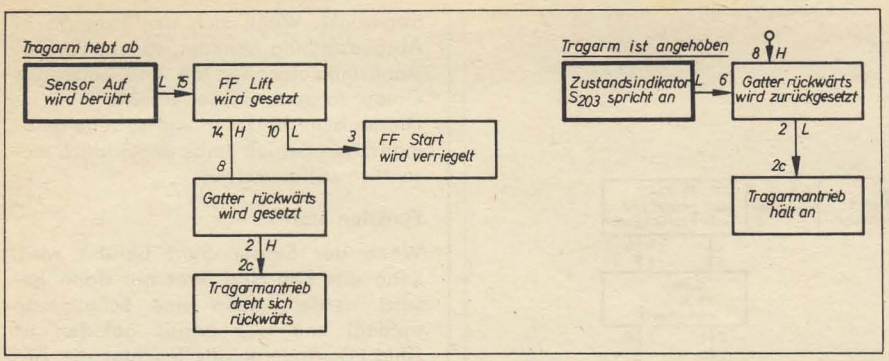


Bild 9: Manueller Betrieb Auf

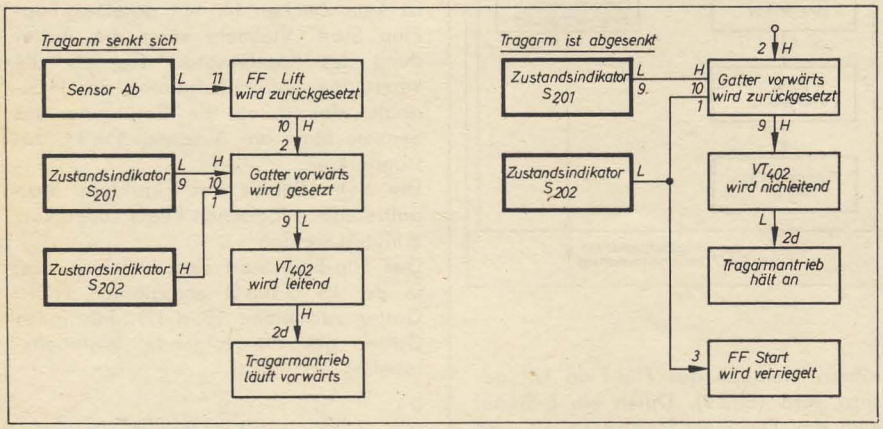


Bild 10: Manueller Betrieb Ab

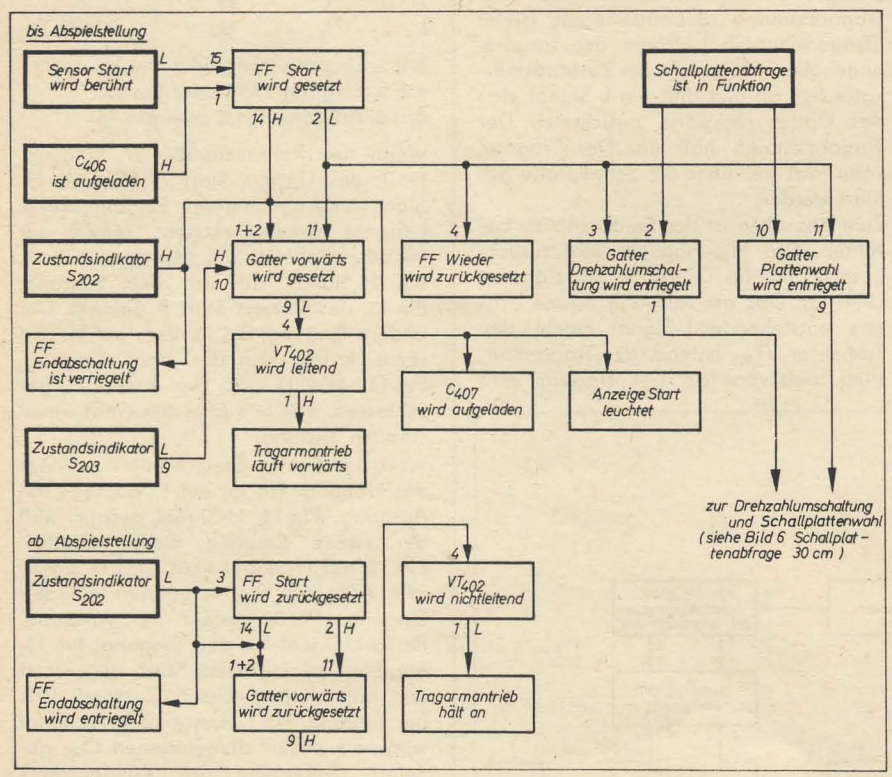


Bild 11: Die Funktion Start

Gatter Drehzahlumschaltung und Plattenwahl.

Wurde zusätzlich der Sensor Wieder berührt, dann wird dieses Flip-Flop nach dem Abspielen der Schallplatte und dem automatisch einsetzenden neuen Start durch das L-Signal vom Ausgang, Pin 2, des Flip-Flops Start zurückgesetzt und das Flip-Flop Netz entriegelt. Der Transistor VT_{402} (SMY 50) ist ein p-Kanal-Anreicherungstyp, dessen Kanal durch eine negative Spannung (L-Signal) leitend wird.

Der Tragarm wird entriegelt, angehoben und bis zum Tragarmanschlag über die Einlaufrille geschwenkt und abgesenkt. Ist die Abspielstellung erreicht, dann gibt der Zustandsindikator S_{202}, der durch sein H-Signal das Flip-Flop Endabschaltung bisher verriegelt hat, ein L-Signal und setzt das Flip-Flop Start zurück und entriegelt das Flip-Flop Endabschaltung.

Da der Sensor Auf Vorrang hat vor dem Sensor Start, ist das Gatter vorwärts durch das Flip-Flop Lift solange verriegelt, wie dieses gesetzt ist. Später, im Abspielzustand, übernimmt S_{202} diese Funktion.

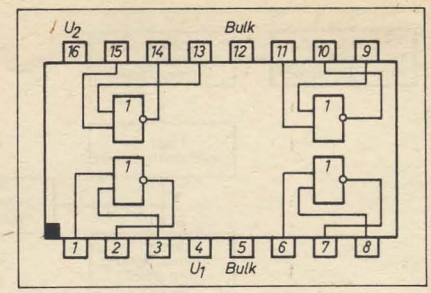


Bild 12: Aufbau der IS U 106 D

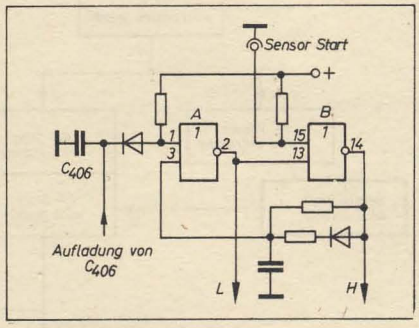


Bild 13: Das Flip-Flop Start

Funktion Stopp

Eine Berührung des Sensors Stopp setzt das Flip-Flop Stopp, das Flip-Flop Lift Auf und das Gatter Rückwärts. Der Tragarmantrieb läuft rückwärts, der Tragarm wird angehoben, zur Stütze geschwenkt, auf ihr abgelegt und verriegelt. Den verriegelten Zustand meldet S_{201} durch H-Signal und setzt das Flip-Flop Netz zurück. Das L-Signal des Flip-Flops Netz läßt das Netzrelais K_{801} abfallen (Bild 14).

Zur Durchsetzung der Vorrangfunktion Stopp wird durch das Flip-Flop Stopp auch das gesetzte Flip-Flop Wieder (Sensor Wieder berührt) zurückgesetzt und das durch das L-Signal dieses Flip-Flops verriegelte Flip-Flop Netz entriegelt.

Ein Ansprechen der Endabschaltung versetzt das Flip-Flop Lift in den Zustand Auf (Bild 15). Der Signalfluß verläuft so wie nach einem berührten Sensor Stopp, jedoch wird das Flip-Flop Wieder nicht zurückgesetzt, damit bei gewählter Funktion Wieder das Netz nicht abgeschaltet wird.

Wird fortgesetzt

Schaltbilder und andere Veröffentlichungen zu Heimelektronikgeräten in rfe 1976 – 1980

Im Heft 13 (1976) veröffentlichten wird eine Übersicht aller in rfe erschienenen Schaltbilder von Fernseh-, Rundfunk-, Fono- und Zubehörgeräten sowie verschiedenen kommerziellen Geräten vom Erscheinungsjahr unserer Zeitschrift 1952 bis 1975. Unserer Leserpost entnehmen wir, daß diese Zusammenstellung für viele Leser noch heute nützlich ist. Es interessieren aber auch immer wieder die Beschreibungen, Testberichte und ausführliche Servicehinweise. Deshalb erweiterten wir die folgende Zusammenstellung für die Jahrgänge 1976 bis 1980 um diese Rubriken.

Typ (Hersteller, Land)	Beschreibung	Testbericht	Serviceanleitung	Schaltbild
Fernsehempfänger				
DDR				
Chromalux 2063 (FSGW)		H. 10/80, S. 626		
Chromat 1060 (FSGW)	H. 9/77, S. 295–302, 305, 306	H. 13/77, S. 428		H. 9/77, S. 296–302
Chromat 2062 (FSGW)		H. 11/79, S. 723		
Colortron und Colorett (FSGW)	H. 12/80, S. 795–797			H. 12/80, S. 777, 778, 783, 784
Combi-vision 310 (Robotron)	H. 9/76, S. 289–292, 295–297	H. 9/76, S. 286	H. 8/77, S. 257	H. 9/76, S. 290, 291
Combi-vision RF 3301 und 3311 (Robotron)			H. 9/80, S. 575–582; H. 10/80, S. 639, 640	H. 9/80, S. 576–579
C-Dioden-Tuner (FSGW)			H. 12/77, S. 401, 402; H. 13/77, S. 433; H. 2/78, S. 101	H. 12/77, S. 401, 402; H. 13/77, S. 433
Debüt VT 132 (FSGW)	H. 9/79, S. 566–571			H. 9/79, S. 568–571
Luxomat VT 130, 230, 330 (FSGW)	H. 9/79, S. 566–571	H. 1/79, S. 49		H. 9/79, S. 568–571
SECAM-PAL-Dekoder (MCA-Konzept) (FSGW)			H. 6/79, S. 369–375	H. 6/79, S. 370, 371
Ausland				
Junost 401 B (UdSSR)		H. 22/76, S. 741		
Raduga 706 (UdSSR)	H. 19/20/77, S. 654–658; H. 21/22/77, S. 729–732; H. 23/24/77, S. 802–807		H. 6/78, S. 373, 374	H. 19/20/77, S. 655–657; H. 21/22/77, S. 730, 731; H. 23/24/77, S. 802–806
Raduga 726 (UdSSR)	H. 8/78, S. 517–521; H. 9/78, S. 596–600		H. 8/78, S. 509–512	H. 8/78, S. 517, 520; H. 8/78, S. 596–599
Raduga 730 (UdSSR)			H. 11/80, S. 711–718; H. 12/80, S. 775	H. 11/80, S. 711–718; H. 12/80, S. 776, 785
Rundfunkempfänger				
DDR				
Carat S (SR Sonneberg)	H. 12/78, S. 770–772, 789–796	H. 4/79, S. 211	H. 12/78, S. 777, 778, 783, 784	H. 12/78, S. 790–794
Cornet 840 hifi (Rema)	H. 1/81, S. 39–45		H. 1/81, S. 35–37	H. 1/81, S. 40–43
Lausitz 2001 (Robotron)	H. 8/78, S. 524–527			H. 8/78, S. 525
Lausitz 2011 Uhrenradio (Robotron)		H. 4/78, S. 254–256		H. 4/78, S. 255
RK 7 sensit (Gerätebau)	H. 10/76, S. 323–326, 329–331	H. 10/76, S. 331		H. 10/76, S. 324–326
RK 8 sensit (Gerätebau)	H. 8/79, S. 515–520	H. 8/79, S. 520	H. 8/79, S. 507–509	H. 8/79, S. 516–518
Stereo-Compact SC 1100 (SR Sonneberg)		H. 7/80, S. 426		
Stereo-Junior (SR Sonneberg)	H. 2/78, S. 109–114	H. 4/77, S. 132, 133		H. 2/78, S. 110–112
Stereo 5080 (SR Sonneberg)	H. 1/79, S. 45–48		H. 3/79, S. 167–170	H. 1/79, S. 45–48
Stereo-set 4000 und 4001 (Robotron)	H. 4/79, S. 212, 213, 217, 218			H. 4/79, S. 214–217
toccata 940 hifi (Rema)	H. 3/77, S. 83–90, 93	H. 1/78, S. 50	H. 16/77, S. 530	H. 3/77, S. 85–89
Ausland				
Amator Stereo (VR Polen)		H. 7/79, S. 461		H. 11/79, S. 712, 713
Junior (VR Polen)				H. 4/79, S. 242
Koffer-, Taschenempfänger und Radiorecorder				
DDR				
Radiorecorder Babett (SR Berlin)	H. 3/80, S. 175–178	H. 9/80, S. 595, 596	H. 3/80, S. 171–174; H. 4/80, S. 239	H. 3/80, S. 176, 177
Steratrans R 230-00 und R 230-10 (SR Berlin)	H. 7/80, S. 423–426	H. 11/80, S. 733	H. 7/80, S. 439–442; H. 8/80, S. 503, 504	H. 7/80, S. 424, 425
Stereoport SRE 100 (MGW Zwönitz)	H. 11/78, S. 720–724	H. 11/78, S. 724, 725	H. 11/78, S. 715–718	H. 11/78, S. 722, 723
Stern-Contura 2500 (SR Berlin)		H. 13/76, S. 440, 441	H. 14/76, S. 461, 462 H. 15/76, S. 497, 498	
Stern-Contura 2510 (SR Berlin)		H. 12/76, S. 406	H. 9/76, S. 293, 294	
Stern-Dynamic 2020, 2220 IC und 2030 (SR Berlin)			H. 24/76, S. 797–800; H. 1/77, S. 21, 22; H. 2/77, S. 53, 54	H. 24/76, S. 798, 799
Stern-Garant R 210-30 (SR Berlin)	H. 10/78, S. 616–618	H. 10/78, S. 618, 619	H. 10/78, S. 641, 643	H. 10/78, S. 617
Stern-Radio-recorder R 4000, 4100 (SR Berlin)	H. 10/79, S. 664–667	H. 6/80, S. 399, 400	H. 12/79, S. 787–790; H. 1/80, S. 37, 38; H. 2/80, S. 99, 100	H. 10/79, S. 666
Ausland				
Chazar 402 (UdSSR)		H. 7/76, S. 228, 229		H. 7/76, S. 229
Radiorecorder AIWA TRP 300 A (Japan)			H. 6/80, S. 371–374	H. 6/80, S. 372, 373
Radiorecorder CF 160 S (Japan)			H. 7/79, S. 439–442	H. 7/79, S. 440, 441

Typ (Hersteller, Land)	Beschreibung	Testbericht	Serviceanleitung	Schaltbild
Radiorecorder M 2429 FZ (Japan)			H. 9/79, S. 577–579	H. 9/79, S. 578, 579
Sokol 308 (UdSSR)		H. 2/79, S. 125		H. 6/80, S. 375
Spidola 240 (UdSSR)		H. 8/78, S. 527, 528		H. 8/78, S. 528

Fonogeräte mit Verstärker

DDR

Belcanto st 3001 (Phonomat)			H. 1/76, S. 21, 22; H. 2/76, S. 55, 56	
Combo 523 (Phono Zittau)	H. 12/78, S. 805, 806			H. 12/78, S. 806
Entzerrerverstärker für Opal 216, Granat 216, Türkis 16 und Rubin 16 (FW Zittau)			H. 13/76, S. 430	H. 13/76, S. 430
HiFi-Fonoautomat PA 225 (Phono Zittau)	H. 10/79, S. 659–663	H. 5/80, S. 327		H. 10/79, S. 660–662

Tonbandgeräte und Kassettenrecorder

DDR

MR 76 (mira) (ETG)	H. 4/77, S. 130–131	H. 12/78, S. 807	H. 2/80, S. 101; H. 10/80, S. 640	H. 4/77, S. 131 H. 10/80, S. 649
SK 900 (SR Sonneberg)	H. 10/80, S. 615–625		H. 10/80, S. 651–654	H. 10/80, S. 616–621

Ausland

B 93 (ČSSR)		H. 8/80, S. 535		
B 100 (ČSSR)			H. 5/76, S. 157, 158; H. 6/76, S. 191, 192; H. 7/76, S. 223, 224	
B 700 (ČSSR)			H. 1/79, S. 37, 38; H. 2/79, S. 95, 96	H. 2/79, S. 96
Jupiter-Stereo (UdSSR)	H. 1/78, S. 47–50	H. 8/76, S. 252, 253		H. 1/78, S. 48, 49
MK 27 (UVR)		H. 7/78, S. 468, 469		H. 7/78, S. 468
MK 42 (UVR)	H. 3/76, S. 85–88; 92, 93 H. 4/76, S. 129–131	H. 3/76, S. 91, 92	H. 3/76, S. 89, 90 H. 4/76, S. 128	H. 3/76, S. 86, 87
MK 43 (UVR)	H. 15/77, S. 487–490	H. 3/76, S. 91, 92	H. 15/77, S. 497, 498	H. 15/77, S. 489
TC-229 SD (Japan)	H. 5/79 S. 311–318, H. 6/79, S. 393–401			H. 5/79, S. 312–314 H. 6/79, S. 396–398
ZK 245 (VRP)		H. 18/76, S. 589, 590		

Autoempfänger

DDR

A 200 (ETE)	H. 10/79, S. 653–658	H. 9/80, S. 600	H. 3/81, S. 165–168	H. 10/79, S. 654–656

Ausland

RD 3614 CR (UVR)			H. 7/78, S. 441–444	H. 7/78, S. 442 H. 12/78, S. 786
Safari 2 (VR Polen)				
Tesla 2107 B-2 (ČSSR)			H. 14/77, S. 463–466	H. 14/77, S. 464, 465
Tesla 2108 B-1 spider 3 (ČSSR)			H. 9/77, S. 303, 304; H. 10/77, S. 334	H. 9/77, S. 304

Typ (Hersteller, Land)	Beschreibung	Testbericht	Serviceanleitung	Schaltbild

Zubehörgeräte

DDR

Bildschirmspielgerät BSS 01 (HFO)	H. 8/80, S. 511, 512			H. 8/80, S. 512
HiFi-Studio 505 (fernsehradio)	H. 3/78, S. 187–189		H. 3/78, S. 169–172	H. 3/78, S. 170, 171
Regie 2000, Stereomischpult (FW Köpenick)		H. 2/77, S. 46, 47		H. 2/77, S. 47
HiFi 50 (fernsehradio)				H. 17/76, S. 562, 563
HiFi 50 Quadro-Effekt (fernsehradio)	H. 17/76, S. 556, 557	H. 3/77, S. 93	H. 17/76, S. 561–564	H. 23/76, S. 762, 763

Verschiedenes

DDR

Einstrahloszilloskop EO 211 (RuF K-M-St.)	H. 11/80 S. 730–732			H. 11/80 S. 732
Herrenarmbanduhr Kaliber 22 (Ruhla)		H. 12/80 S. 809		
Quarzwecker Kaliber 64-39 (Ruhla)	H. 2/80, S. 110–112			H. 2/80, S. 111
Spiegelreflexkamera EE 2 (Pentacon)	H. 15/77, S. 491–494, 499			H. 15/77, S. 492
Taschenrechner Konkret 600 (Röhrenw. M.)		H. 5/79, S. 326		
Wechselsprechanlage miniphon (Röhrenw. N.)		H. 6/76, S. 201, 202		
Zweikanaloszilloskop EO 213 (RuF K-M-St.)	H. 12/80, S. 798–803			H. 12/80, S. 799–803

Ausland

Spannungsregler f. sowj. Drehstromlichtmaschinen РР-350 (UdSSR)	H. 8/80, S. 539, 540			H. 8/80, S. 540
Taschenrechner Elka 135 (VRB)		H. 1/76, S. 30, 31		
Tischrechner Elka 51 (VRB)		H. 23/76, S. 776, 777		

Herstellerverzeichnis

ETE	VEB Elektrotechnik Eisenach
ETG	VEB Elektronik Gera
fernseh-radio	PGH fernseh – radio Berlin
FW Köpenick	VEB Funkwerk Köpenick
FW Zittau	VEB Funkwerk Zittau
FSGW	VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt
Gerätebau	VEB Gerätebau Limbach
HFO	VEB Halbleiterwerk Frankfurt/O.
MGW Zwönitz	VEB Meßgerätewerk Zwönitz
Pentacon	VEB Kombinat Pentacon
Phonomat	VEB Phonomat Pirna
Phono Zittau	VEB Phonotechnik Zittau
Rema	VEB Rundfunktechnik Rema Stollberg
Robotron	VEB Kombinat Robotron-Elektronik Radeberg
Röhrenw. M.	VEB Röhrenwerk Mühlhausen
Röhrenw. N.	VEB Röhrenwerk Neuhaus
RuF K-M-St.	VEB Radio und Fernsehen Karl-Marx-Stadt
Ruhla	VEB Uhrenwerke Ruhla
SR Berlin	VEB Stern-Radio Berlin
SR Sonneberg	VEB Stern-Radio Sonneberg

Programmwahlschaltkreis U 710 D

Dipl.-Ing. EGON SCHRÖPFER

Mitteilung aus dem VEB Funkwerk Erfurt

Der Programmwahlschaltkreis U 710 D ist ein Achtkanal-Berührungstastenschaltkreis (TGL 32 056). Sein Einsatz erfolgt hauptsächlich in Verbindung mit dem Schaltkreis U 711 D (s. S. 309) zum Schalten der Abstimmspannung in vollelektronischen Tunern mit Berührungstasten. Er ist in p-Kanal-MOS-Hochvolttechnologie gefertigt und in einem 16poligen DIL-Plastgehäuse mit 7,5 mm Reihenabstand untergebracht (TGL 26 713 Bauform 21.2.1.2.16). Der Rasterabstand der Anschlüsse beträgt 2,5 mm (Bild 1). Alle Eingänge sind mit integrierten Gateschutzdioden versehen.

Der Programmwahlschaltkreis U 710 D hat acht Eingangskanäle. Von diesen wird beim Einschalten der Betriebsspannung stets Kanal 1 gesetzt (Vorzugslage). Er kann in zwei Betriebsarten genutzt werden:

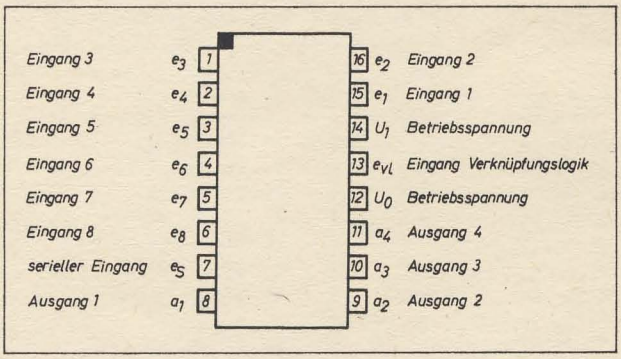


Bild 1: Anschlußbelegung, Anschlüsse von oben gesehen

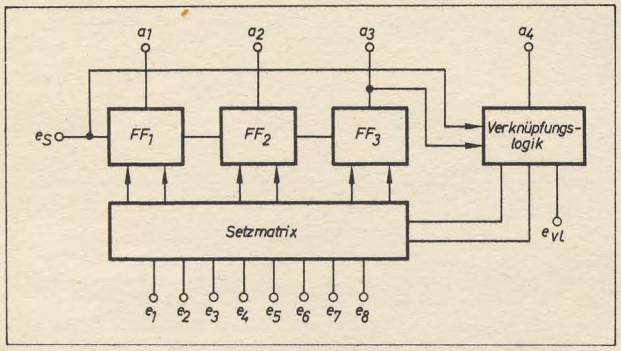


Bild 2: Blockschaltbild

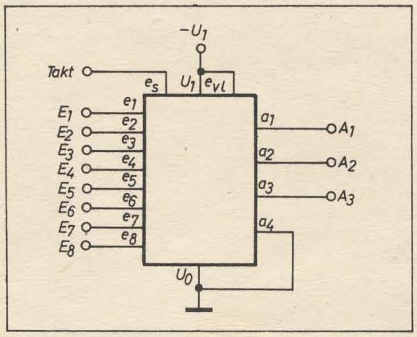


Bild 3: 3-Bit-Zähler mit acht Zuständen

Parallelbetrieb

Ein L-Signal an einem der Eingangskanäle (alle übrigen auf H-Pegel) bewirkt ein diesem Eingang zugeordnetes Setzen der drei Speicher-Flip-Flops dieses Schaltkreises über eine Eingangsmatrix (Bild 2, Tafel 2).

Tafel 1: Technische Daten

Betriebsspannungen $-U_I = 27\ ^{+1}_{-2}$ V, $U_0 = 0$ V
Elektrische Kennwerte bei $\vartheta_a = 25$ °C

	Wert min.	typ.	max.
Kennwert			
Eingangsspannung H $-U_{eH}$ in V			2
Eingangsspannung L $-U_{eL}$ in V	9		
Ausgangsspannung H $-U_{aH}$ in V bei $R_L = 100$ kΩ $-I_a = 1$ mA			3
Ausgangsspannung L $-U_{aL}$ in V bei $R_L = 100$ kΩ $I_a = 1$ mA	10 / 9		
stat. Stromaufnahme $-I_I$ in mA bei $I_a = 0$			2,4
Grenzwerte			
Betriebsspannung U_I in V bei 0...+70 °C			−31...+0,3
Eingangsspannung U_e in V bei 0...+70 °C			−25...+0,3[1]
Eingangsfehlstrom $-I_e$ in µA bei 0...+70 °C, $-U_e = 10$ V			0,5
Betriebsumgebungstemperatur ϑ_a in °C			0...+70
Lagerungstemperatur ϑ_s in °C			−55...+125

[1]) Kann beim Einschalten (Berühren der Sensortaste) über $R_v = 22$ MΩ an U_I gelegt werden

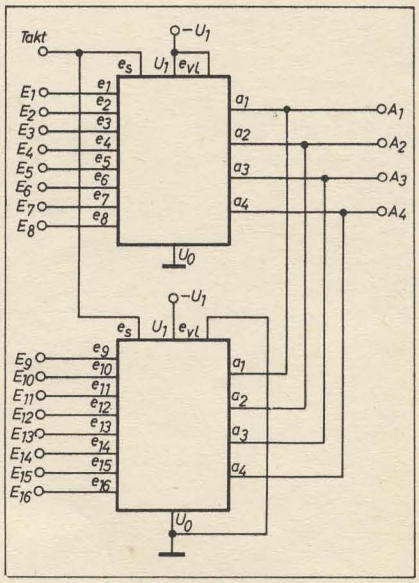


Bild 4: 4-Bit-Zähler mit 16 Zuständen

Tafel 2: Achtkanalvariante, Parallelbetrieb, $e_8 = H$

Kanal	Anschluß										
	e_1	e_2	e_3	e_4	e_5	e_6	e_7	e_8	a_1	a_2	a_3
1	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H
2	H	L	H	H	H	H	H	H	L	H	H
3	H	H	L	H	H	H	H	H	H	L	H
4	H	H	H	L	H	H	H	H	L	L	H
5	H	H	H	H	L	H	H	H	H	H	L
6	H	H	H	H	H	L	H	H	L	H	L
7	H	H	H	H	H	H	L	H	H	L	L
8	H	H	H	H	H	H	H	L	L	L	L

Tafel 3: Achtkanalvariante, serieller Betrieb
e_1 bis $e_8 = H$, T = Taktimpuls liegt an

Kanal	Anschluß			
	e_8	a_1	a_2	a_3
1	T	H	H	H
2	T	L	H	H
3	T	H	L	H
4	T	L	L	H
5	T	H	H	L
6	T	L	H	L
7	T	H	L	L
8	T	L	L	L

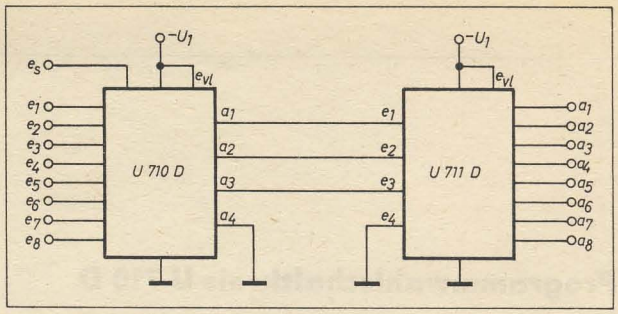


Bild 5: Bedingungen für das Zusammenschalten des U 710 D mit dem U 711 D für den Achtkanalbetrieb

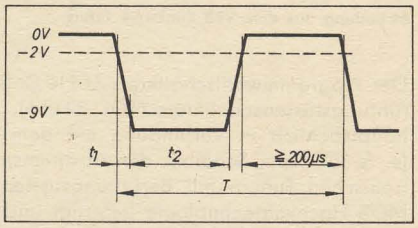


Bild 6: Bedingungen für Taktimpuls
t_1 = 50 µs, gemessen zwischen −2 V und −9 V
t_2 = 50...200 µs
Impulspause ≧ 200 µs

Tafel 4: 16-Kanal-Variante, Parallelbetrieb
$e_8 = H$

Kanal	Anschluß																			
	e_1	e_2	e_3	e_4	e_5	e_6	e_7	e_8	e_9	e_{10}	e_{11}	e_{12}	e_{13}	e_{14}	e_{15}	e_{16}	a_1	a_2	a_3	a_4
1	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H
2	H	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L	H	H	H
3	H	H	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L	H	H
4	H	H	H	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L	L	H	H
5	H	H	H	H	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L	H
6	H	H	H	H	H	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L	H	L	H
7	H	H	H	H	H	H	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L	L	H
8	H	H	H	H	H	H	H	L	H	H	H	H	H	H	H	H	L	L	L	H
9	H	H	H	H	H	H	H	H	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L
10	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L	H	H	H	H	H	H	L	H	H	L
11	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L	H	H	H	H	H	H	L	H	L
12	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L	H	H	H	H	L	L	H	L
13	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L	H	H	H	H	H	L	L
14	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L	H	H	L	H	L	L
15	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L	H	H	L	L	L
16	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L	L	L	L	L

Tafel 5: 16-Kanal-Variante, serieller Betrieb
e_1 bis $e_8 = 4$, T = Taktimpuls liegt an

Kanal	Anschluß				
	e_8	a_1	a_2	a_3	a_4
1	T	H	H	H	H
2	T	L	H	H	H
3	T	H	L	H	H
4	T	L	L	H	H
5	T	H	H	L	H
6	T	L	H	L	H
7	T	H	L	L	H
8	T	L	L	L	H
9	T	H	H	H	L
10	T	L	H	H	L
11	T	H	L	H	L
12	T	L	L	H	L
13	T	H	H	L	L
14	T	L	H	L	L
15	T	H	L	L	L
16	T	L	L	L	L

Serieller Betrieb

Der Eingang e_8 ermöglicht ein serielles Durchtakten der drei als Ringzähler geschalteten Flip-Flops (Bild 2, Tafel 3). Er kann für Fernsteuerzwecke genutzt werden. Die Taktbedingungen gibt Bild 6 an. In der Schaltung nach Bild 3 sind beide Betriebsarten möglich. Die Ausgabe der Kanalinformation erfolgt über Gegentaktausgangsstufen im BCD-Kode (Tafeln 2 und 3). Für beide Betriebsarten sind zwei Schaltkreise U 710 D zu einer 16-Kanal-Variante zusammenschaltbar (Bild 4).

Die Ausgänge a_1, a_2, a_3, a_4 sowie die Eingänge e_8 werden jeweils verbunden. Eine Entkopplung der Ausgänge erfolgt durch eine innere Verknüpfungslogik (Bild 2), die unter der Bedingung

$$e_{VL} = U_1 \text{ und } a_4 = L$$

bzw.

$$e_{VL} = U_0 \text{ und } a_4 = H$$

die Ausgänge eines der beiden Schaltkreise abschaltet (vgl. die Tafeln 4 und 5). Dazu liegt der Anschluß e_{VL} des ersten Schaltkreises (Kanäle 1 bis 8) auf U_1-Potential und der des zweiten Schaltkreises (Kanäle 9 bis 16) auf Bulkpotential (Bild 4).

Bild 6 zeigt die Zusammenschaltung eines Schaltkreises U 710 D mit einem Schaltkreis U 711 D.

Dekoderschaltkreis U 711 D

Dipl.-Ing. EGON SCHRÖPFER

Mitteilung aus dem VEB Funkwerk Erfurt

Der Dekoderschaltkreis U 711 D ist ein Binär-(1 aus 8)-Dekoder in p-Kanal-Hochvolttechnologie (TGL 32 054). Sein Einsatz erfolgt hauptsächlich in Verbindung mit dem Schaltkreis U 710 D (s. S 307) zum Schalten der Abstimmspannung in vollelektronischen Tunern. Er ist in einem 16poligen DIL-Plastgehäuse mit 7,5 mm Reihenabstand untergebracht (TGL 26 713 Bauform 21.2.1.2.16). Der Rasterabstand der Anschlüsse beträgt 2,5 mm (Bild 1).

Alle Eingänge sind mit Gateschutzdioden versehen. Eine angelegte Binärinformation wird in einer Dekodiermatrix in eine dekadisch organisierte Ausgangsinformation umgesetzt. Die Ausgabe erfolgt, indem jeweils eine der acht Eintransistor-Ausgangsstufen nach Bulk durchgeschaltet wird (Tafel 2). In dieser Grundbetriebsart liegen der Anschluß e_{vl} auf U_1-Potential und e_i auf H-Potential (Bild 3).

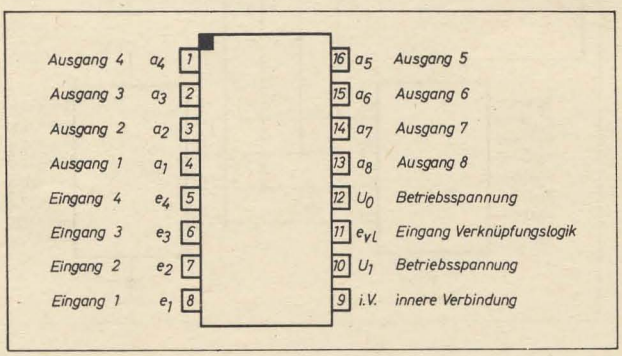


Bild 1: Anschlußbelegung, Anschlüsse von oben gesehen

Tafel 1: Technische Daten

Betriebsspannungen $-U_1 = 27\ ^{+1}_{-2}$ V
Elektrische Kennwerte bei $\vartheta_a = 25$ °C

	Wert min.	typ.	max.
Kennwert			
Eingangsspannung H $-U_{eH}$ in V			2
Eingangsspannung L $-U_{eL}$ in V	9		
Ausgangsspannung H $-U_{aH}$ in V bei $-I_a = 3$ mA			2
stat. Stromaufnahme $-I_1$ in mA bei $I_a = 0$			1
Temperaturdrift der Ausgangsspannung ΔU_{aH} in mV bei $\vartheta_a = 10...50$ °C, $R_L = 100$ kΩ			40
Grenzwerte			
Betriebsspannung U_1 in V bei 0...+70 °C		−31...+0,3	
Eingangsspannung U_e in V bei 0...+70 °C		−25...+0,3	
Belastbarkeit der Ausgänge $-I_a$ in mA bei 0...+70 °C		3	
Betriebsumgebungstemperatur ϑ_a in °C		0...+70	
Lagerungstemperatur ϑ_s in °C		−55...+125	

Bild 2: Schaltungskurzzeichen

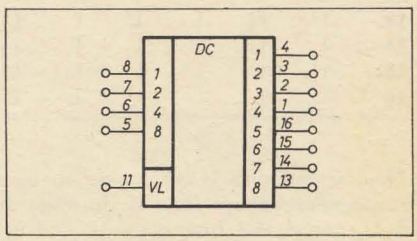


Bild 3: Binär/1-aus-8-Dekoder

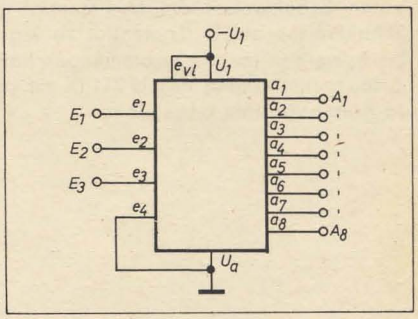
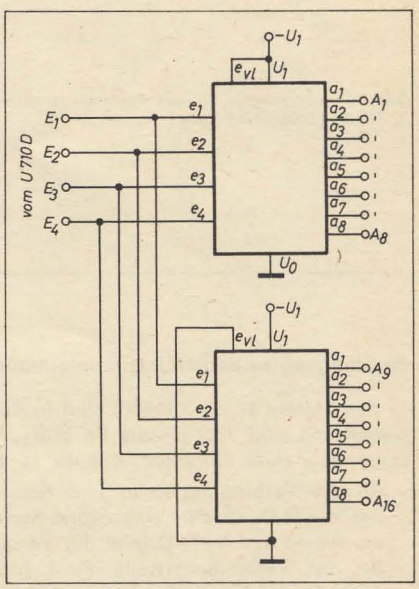


Bild 4: Binär/1-aus-16-Dekoder



Tafel 2: Anschlußbedingungen, Achtkanalvariante

Kanal	Anschluß e_1	e_2	e_3	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6	a_7	a_8
1	H	H	H	H	L	L	L	L	L	L	L
2	L	H	H	L	H	L	L	L	L	L	L
3	H	L	H	L	L	H	L	L	L	L	L
4	L	L	H	L	L	L	H	L	L	L	L
5	H	H	L	L	L	L	L	H	L	L	L
6	L	H	L	L	L	L	L	L	H	L	L
7	H	L	L	L	L	L	L	L	L	H	L
8	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	H

Tafel 3: Anschlußbedingungen, 16-Kanal-Variante

Kanal	Anschluß																			
	e_1	e_2	e_3	e_4	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6	a_7	a_8	a_9	a_{10}	a_{11}	a_{12}	a_{13}	a_{14}	a_{15}	a_{16}
1	H	H	H	H	H	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L
2	L	H	H	H	L	H	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L
3	H	L	H	H	L	L	H	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L
4	L	L	H	H	L	L	L	H	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L
5	H	H	L	H	L	L	L	L	H	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L
6	L	H	L	H	L	L	L	L	L	H	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L
7	H	L	L	H	L	L	L	L	L	L	H	L	L	L	L	L	L	L	L	L
8	L	L	L	H	L	L	L	L	L	L	L	H	L	L	L	L	L	L	L	L
9	H	H	H	L	L	L	L	L	L	L	L	L	H	L	L	L	L	L	L	L
10	L	H	H	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	H	L	L	L	L	L	L
11	H	L	H	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	H	L	L	L	L	L
12	L	L	H	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	H	L	L	L	L
13	H	H	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	H	L	L	L
14	L	H	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	H	L	L
15	H	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	H	L
16	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	L	H

Zwei Schaltkreise U 711 D sind zu einer 16-Kanal-Variante zusammenschaltbar (Bild 4), da unter den Bedingungen $e_{VL} = U_1$ und $e_4 = L$ bzw. $e_{VI} = U_0$ und $e_4 = H$ der Schaltkreis abgeschaltet ist (Tafel 3). Somit ist der Anschluß e_{VL} des ersten Schaltkreises auf U_1-Potential und der des zweiten Schaltkreises auf Bulkpotential zu legen. Die Eingänge e_1 bis e_4 werden jeweils zusammengeschaltet. Im Bild 5 ist eine Zusammenschaltung des U 711 D mit dem U 710 D zu einer 16-Kanal-Variante angegeben.

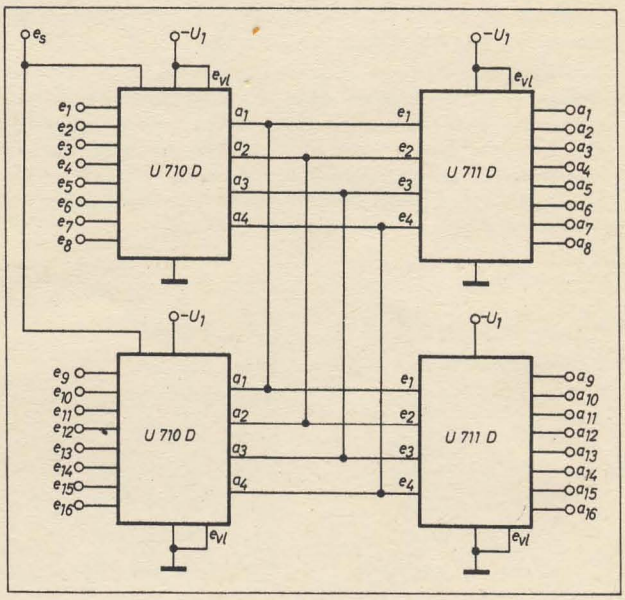


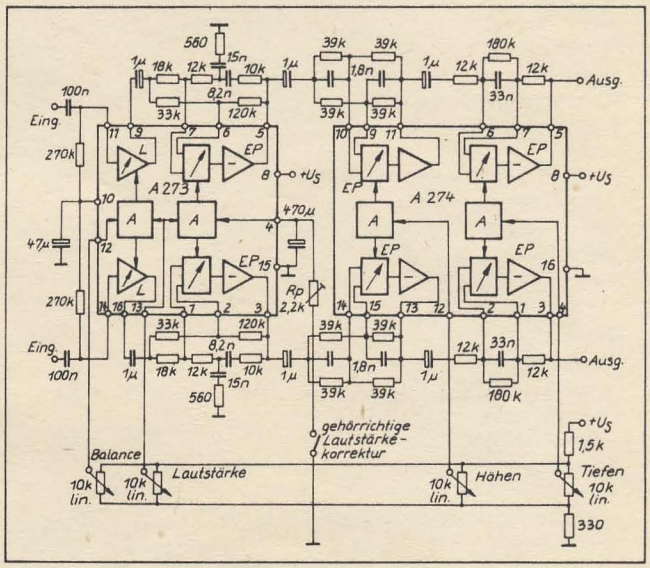
Bild 5: Bedingungen für das Zusammenschalten des U 711 D mit dem U 710 D; 16-Kanal-Variante ▶

Berichtigung zu den Halbleiterinformationen A 273 D und A 274 D

In den Heften 4 und 5 (1980) sind in den Halbleiterinformationen 163 und 165 jeweils im Bild „Anwendungsbeispiel" folgende Fehler enthalten, die wir zu berichtigen bitten:

- An der Verbindungsstelle 1-µF-Koppelkondensator, Pin 5 des A 273 D zu der Widerstand-Kondensatorkombination am Pin 10 des A 274 D fehlt der Verbindungspunkt.
- An der Verbindungsstelle Pin 6 (und auch Pin 7) des A 274 D, Widerstände 12 kΩ, 180 kΩ und Kondensator 33 nF fehlt der Verbindungspunkt.
- An der Verbindungsstelle Pin 9 (und auch Pin 15) des A 274 D, Widerstand 39 kΩ fehlt der Verbindungspunkt.
- Der zwischen den Pins 1 und 2 des A 274 D liegende Widerstand beträgt nicht 18 kΩ sondern 180 kΩ.
- An der Verbindungsstelle Pin 1 (und auch Pin 2) des A 274 D, Widerstände 12 kΩ, 180 kΩ und Kondensator 33 nF fehlt der Verbindungspunkt.
- An der Verbindungsstelle Pin 11 (und auch Pin 13) des A 274 D, 1-µF-Koppelkondensator fehlt der Verbindungspunkt.

Unser Bild zeigt die korrigierte Zeichnung des Anwendungsbeispiels für die integrierten Schaltungen A 273 D und A 274 D.



Rauschkenngrößen von integrierten Operationsverstärkern

Dipl.-Ing. WOLFGANG BRAUER

Mitteilung aus dem VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)

Auf Grund günstiger Preisentwicklung und guter Eigenschaften wie hohe Leerlaufverstärkung, hohe Stabilität und ausreichende Grenzfrequenz werden integrierte Operationsverstärker zunehmend interessanter für die Anwendung in NF-Schaltungen. Für derartige Anwendungen aber haben die Rauscheigenschaften der verwendeten OV eine außerordentliche Bedeutung. In dem folgenden Beitrag soll gezeigt werden, wie Rauschkenngrößen an integrierten OV ermittelt und gehandhabt werden können. Außerdem werden Rauschkenngrößen der IS B 109, MAA 725 und MAA 748 angegeben.

Rauscharten im NF-Bereich

An integrierten Operationsverstärkern können die für den NF-Bereich typischen Rauscharten beobachtet werden. Den Hauptanteil liefert das Schrotrauschen, dessen Rauschleistungsspektrum unabhängig vom betrachteten Frequenzbereich ist. Die Streubreite des Schrotrauschanteiles ist bei Bauelementen eines Typs relativ gering. Weiterhin tritt Funkelrauschen auf, dessen Rauschleistungsspektrum proportional 1/f abfällt. Das Funkelrauschen gewinnt bei Frequenzen von $f \leqq 1$ kHz an Einfluß und kann bis zu Frequenzen von $f \approx 10$ kHz nachgewiesen werden. Es ist stark exemplarabhängig.

Bei verschieden OV-Typen läßt sich HF-Rauschen ab Frequenzen von $f \approx 10$ kHz nachweisen, dessen Rauschleistung proportional f ansteigt.

Verschiedene Bauelemente weisen Stoßrauschen auf. Dieses ist gekennzeichnet durch oszillografisch nachweisbare unregelmäßig auftretende Impulse, die in ihrer Amplitude die restliche „normale" Rauschspannung weit übersteigen können. Es läßt sich mit den üblichen statistischen Verfahren zur Berechnung von Rauschgrößen nur ungenügend erfassen.

Das Stoßrauschen äußert sich akustisch durch Knack- oder Prasselgeräusche. Deshalb sind stoßrauschbehaftete OV für rauschempfindliche Schaltungen in hochwertigen NF-Anlagen nicht verwendbar. Die im folgenden angeführten Betrachtungen und Ergebnisse beziehen sich deshalb nur auf stoßrauschfreie OV.

Voraussetzungen zur Messung von Rauschkenngrößen

Die Rauschquellen eines OV kann man sich auf eine Rauschquelle am Eingang konzentriert denken, wobei der verbleibende idealisierte OV als rauschfrei betrachtet wird. Diese eingangsbezogene Rauschspannung kann nur über ihre Wirkung am Ausgang des OV bestimmt werden.

$$u_{en} = \frac{1}{v_{un}} u_{an} \qquad (1)$$

u_{en} = eingangsbezogene Rauschspannung, u_{an} = Ausgangsrauschspannung, v_{un} = Rauschverstärkung

Die Rauschverstärkung stimmt bei nichtinvertierendem Betrieb des OV mit der Signalverstärkung v_{u+} überein und überträgt

$$v_{un} = 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \qquad (2)$$

Im invertierenden Betrieb unterscheiden sich v_{u-} und v_{un}. Die Signalverstärkung v_{u-} im invertierenden Betrieb beträgt

$$v_u = \frac{Z_2}{Z_1} \qquad (3)$$

während der Ausdruck für die Rauschverstärkung mit Gl. (2) übereinstimmt. v_{un} und v_{u-} nähern sich aber für $Z_2/Z_1 \gg 1$ einander an. Bild 1 verdeutlicht diese Zusammenhänge.

Die nach Gl. (1) gewonnene Größe für die eingangsbezogene Rauschspannung ist nur aussagekräftig, wenn die dem Wert zugrunde liegende äquivalente Rauschbandbreite bekannt ist. Sie entspricht der Bandbreite eines idealen Bandpasses mit rechteckiger Durchlaßkurve, der die gleiche Leistung eines weißen Rauschens übertragen kann wie die verwendete Meßanordnung im Frequenzbereich $0 \leqq f \leqq \infty$. Die Rauschbandbreite ist also nicht identisch mit der 3-dB-Bandbreite und muß gesondert ermittelt werden.

Ist die Spannungsübertragungsfunktion A(f) der Meßanordnung (einschließlich OV) analytisch bekannt, so kann die Rauschbandbreite nach Gl. (4) berechnet werden.

$$\Delta f_n = \frac{1}{A_0^2} \int_0^\infty A^2(f)\, df \qquad (4)$$

Δf_n = äquivalente Rauschbandbreite
A(f) = Spannungsübertragungsfunktion
A_0 = Spannungsübertragung in Bandmitte

Gewöhnlich muß sie jedoch punktweise ausgemessen und durch numerische Integration der Rauschleistungsanteile errechnet werden:

$$\Delta f_n = \frac{1}{A_0^2} \sum_{k=2}^{n} \frac{A_k^2 + A_{k-1}^2}{2} (f_k - f_{k-1}) \qquad (5)$$

wobei A_k die zur Frequenz f_k gehörende Spannungsübertragung ausdrückt.

Eine weitere Möglichkeit zur Bestimmung der Rauschbandbreite besteht in der Vergleichsmessung mit einem Bandpaß genau bekannter Rauschbandbreite entsprechend Bild 2. Weißes Rauschen besitzt eine konstante spektrale Rauschleistungsdichte, es gilt:

$$\frac{u_n^2}{A_0 \Delta f_n} = \frac{u_n'^2}{A_0' \Delta f_n'} \qquad (6)$$

woraus die unbekannte Rauschbandbreite einfach zu berechnen ist:

$$\Delta f_n' = \frac{u_n'^2 \Delta f_n A_0}{u_n^2 A_0'} \qquad (7)$$

Dabei ist zu beachten, daß die dem Rauschgenerator entnommene Rauschspannung ausreichend groß gegenüber den Eingangsrauschspannungen der Meßobjekte ist, falls aktive Filter verwendet werden.

Wird die Bandbreitenbegrenzung durch einen Tief- und Hochpaß erster Ordnung gebildet, so besteht zwischen Rauschbandbreite und den 3-dB-Grenzfrequenzen – wenn f_{go} ausreichend groß gegenüber f_{gu} ist – folgender Zusammenhang:

$$\Delta f_n \approx \frac{\pi}{2} f_{go} - \frac{\pi}{4} f_{gu} \qquad (8)$$

f_{go} = obere 3-dB-Grenzfrequenz
f_{gu} = untere 3-dB-Grenzfrequenz

Rauschersatzschaltung, Rauschkenngrößen

Bild 3 zeigt eine mögliche Rauschersatz-

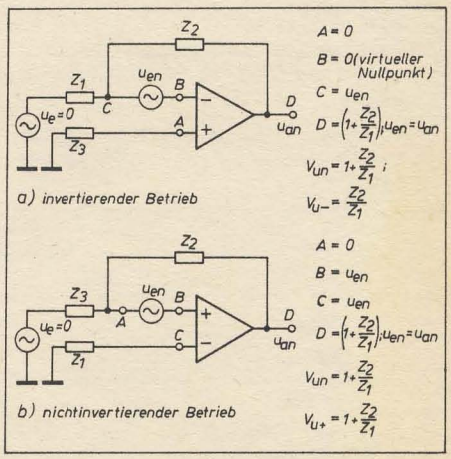


Bild 1: Prinzipschaltung zur Erläuterung der Rauschverstärkung. Die Rauschquellen des OV und der Impedanzen Z_1, Z_2 und Z_3 sind in der Rauschspannungsquelle u_{en} konzentriert

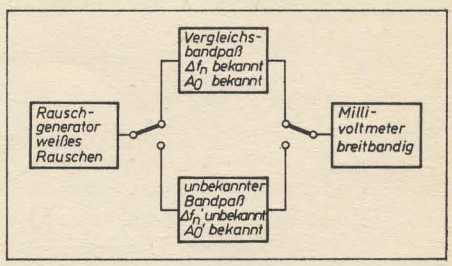


Bild 2: Blockschaltbild zur Bestimmung der Rauschbandbreite $\Delta f_n'$ eines unbekannten Bandpasses

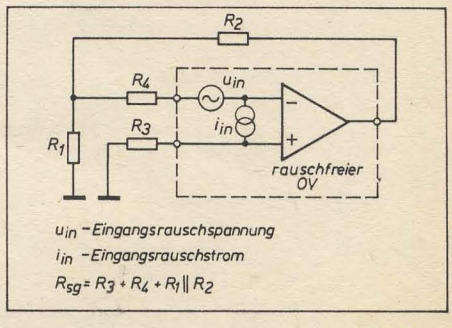


Bild 3: Rauschersatzschaltung mit Außenbeschaltung

schaltung für OV. Demzufolge ergibt sich die eingangsbezogene Rauschspannung aus der Summe der Rauschleistungen der Rauschspannungsquelle u_{in}, der Rauschstromquelle i_{in} und der thermischen Rauschleistung des Quellenwiderstandes R_{sg} nach der Beziehung

$$u_{en} = \sqrt{u_{in}^2 + (i_{in}R_{sg})^2 + 4kT_0\Delta f_n R_{sg}} \quad (9)$$

$k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ J/K (Boltzmann-Konstante)
T_0 = Temperatur in K

Zur Bestimmung von u_{in} und i_{in} muß die eingangsbezogene Rauschspannung bei zwei stark unterschiedlichen R_{sg} gemessen werden. Aus Gl. (9) können die Bestimmungsgleichen für u_{in} und i_{in} hergeleitet werden:

$$i_{in} = \sqrt{\frac{u_{en1}^2 - u_{en2}^2 - 4kT_0\Delta f_n(R_{sg1} - R_{sg2})}{R_{sg1}^2 - R_{sg2}^2}} \quad (10)$$

$$u_{in} = \sqrt{u_{en2}^2 - (i_{in}R_{sg2})^2 - 4kT_0\Delta f_n R_{sg2}} \quad (11)$$

$R_{sg1} \gg R_{sg2}$
u_{en1} = mit R_{sg1} gemessene eingangsbezogene Rauschspannung
u_{en2} = mit R_{sg2} gemessene eingangsbezogene Rauschspannung

Um den Fehler bei der Bestimmung von i_{in} in vertretbaren Grenzen zu halten, ist R_{sg1} so zu wählen, daß der Ausdruck $(i_{in}R_{sg1})^2$ möglichst größer wird als der Wert $4kT_0\Delta f_n R_{sg1}$.

Die Kenntnis von u_{in} und i_{in} ermöglicht die Berechnung der eingangsbezogenen Rauschspannung [Gl. (9)] und des Rauschfaktors für jeden beliebigen Wert von R_{sg}.

$$F = 10\lg\left(1 + \frac{u_{in}^2 + (i_{in}R_{sg})^2}{4kT_0\Delta f_n R_{sg}}\right) \text{ (in dB)} \quad (12)$$

Tafel 1 gibt u_{in}^2 und i_{in}^2 für die OV-Typen B 109, MAA 725 und MAA 748 an. Die Werte beziehen sich jeweils auf eine feste Rauschbandbreite von $\Delta f_n = 23{,}55$ kHz, die sich bei der Grenzfrequenz von $f_{g0} = 15$ kHz ergibt [Gl. (8)].

Rauschspektrumsfunktionen

Die Rauschspektrumsfunktionen stellen die Frequenzabhängigkeit der Rauschleistungsdichte der Eingangsrauschspannung und des Eingangsrauschstromes dar. Bild 4 zeigt den prinzipiellen Verlauf einer Rauschspektrumsfunktion und deren Zerlegung in eine Schrotrausch-, eine HF- und eine Funkelrauschkomponente. Damit kann sie analytisch folgendermaßen beschrieben werden:

$$u_{in}^2(f) = u_{ins}^2 + u_{inf1}^2\frac{f_1}{f} + u_{inhf2}^2\frac{f}{f_2} \quad (13)$$

Analog dazu gilt für den Eingangsrauschstrom:

$$i_{in}^2(f) = i_{ins}^2 + i_{inf1}^2\frac{f_1}{f} + i_{inhf2}^2\frac{f}{f_2} \quad (14)$$

In Tafel 2 sind für die genannten OV-Typen die Werte für u_{ins}^2, u_{inf1}^2, u_{inhf2}^2 sowie für i_{ins}^2, i_{inf1}^2, i_{inhf2}^2 angegeben. Die Rauschspektrumsfunktionen ermöglichen die Berechnung der Rauschkenngrößen u_{in} und i_{in} für jede beliebige Rauschbandbreite und Frequenzlage.

$$u_{in} = \sqrt{\int_{f=0}^{\infty} u_{in}^2(f)\left(\frac{A(f)}{A_0}\right)^2 df} \quad (15)$$

$$i_{in} = \sqrt{\int_{f=0}^{\infty} i_{in}^2(f)\left(\frac{A(f)}{A_0}\right)^2 df} \quad (16)$$

Für einfache Verstärkeranordnungen mit innerhalb der 3-dB-Bandgrenzen linearer Verstärkung kann folgende Näherungsgleichung verwendet werden:

$$u_{in} \approx \sqrt{u_{ins}^2\Delta f_n + f_1 u_{inf1}^2 \ln\frac{f_{n2}}{f_{n1}} + u_{inhf2}^2\frac{f_{n2}^2 - f_{n1}^2}{2f_2}}$$

Δf_n = Rauschbandbreite entsprechend Gl. (8), f_{n2} = obere Rauschgrenzfrequenz, f_{n1} = untere Rauschgrenzfrequenz.

Tafel 1: u_{in}^2 und i_{in}^2 der OV-Typen B 109, MAA 725 und MAA 748, bezogen auf eine Rauschbandbreite $\Delta f_n = 23{,}55$ kHz

	u_{in}^2 in V²	i_{in}^2 in A²
B 109	$1{,}24 \cdot 10^{-12}$	$1{,}45 \cdot 10^{-24}$
MAA 725	$1{,}88 \cdot 10^{-12}$	$7{,}72 \cdot 10^{-22}$
MAA 748	$1{,}09 \cdot 10^{-12}$	$9{,}57 \cdot 10^{-22}$

Tafel 2: Komponenten der Rauschspektrumsfunktionen, bezogen auf $\Delta f_n = 1$ Hz für die OV-Typen B 109, MAA 725 und MAA 748 mit $f_1 = 1$ Hz und $f_2 = 100$ kHz

	u_{ins}^2 in V²/Hz	u_{inf1}^2 in V²/Hz	i_{ins}^2 in A²/Hz	i_{inf1}^2 in A²/Hz	i_{inhf2}^2 in A²/Hz
B 109	$5{,}3 \cdot 10^{-17}$	$6 \cdot 10^{-15}$	$4{,}3 \cdot 10^{-26}$	$5{,}7 \cdot 10^{-23}$	—
MAA 725	$7{,}48 \cdot 10^{-17}$	—	$1{,}96 \cdot 10^{-26}$	$6{,}68 \cdot 10^{-24}$	$9{,}37 \cdot 10^{-26}$
MAA 748	$4{,}6 \cdot 10^{-17}$	$8 \cdot 10^{-16}$	$3{,}95 \cdot 10^{-26}$	$3{,}62 \cdot 10^{-24}$	—

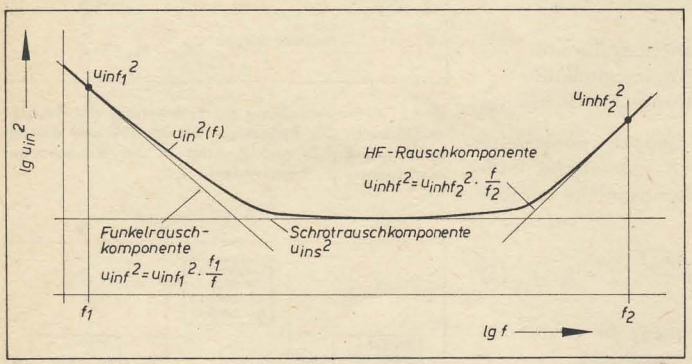


Bild 4: Rauschspektrumsfunktion und deren Zerlegung in Funkel-, HF- und Schrotrauschkomponente

$u_{in}^2(f)$ = Rauschspektrumsfunktion
$u_{ins}^2(f)$ = Rauschleistungsdichte der Schrotrauschkomponente
$u_{inf1}^2(f)$ = Rauschleistungsdichte der Funkelrauschkomponente bei der Frequenz f_1
$u_{inf2}^2(f)$ = Rauschleistungsdichte der HF-Rauschkomponente bei der Frequenz f_2

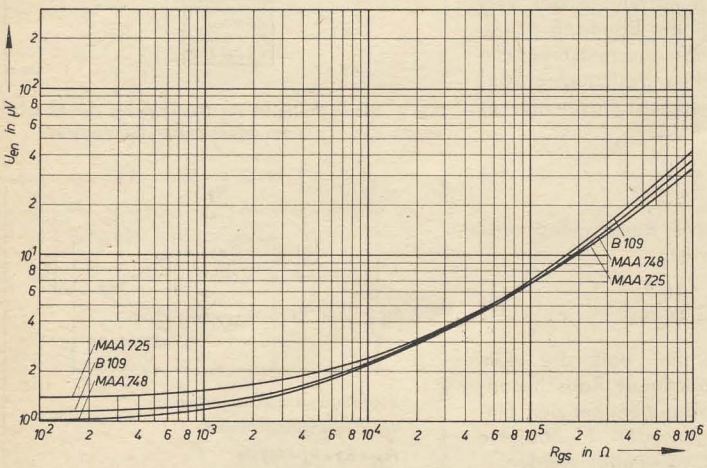


Bild 5: Eingangsbezogene Rauschspannung der OV-Typen B 109, MAA 725 und MAA 748 als Funktion des Quellenwiderstandes R_{sg}, bezogen auf $\Delta f_n = 23{,}54$ kHz

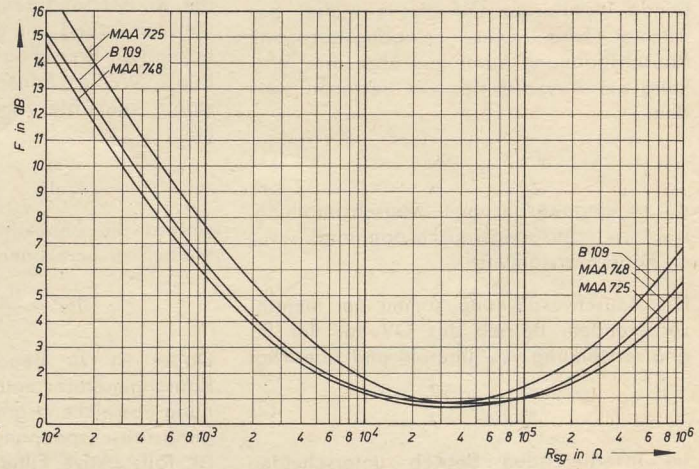
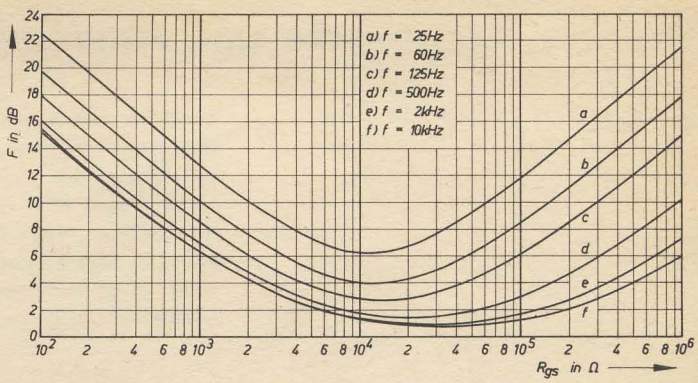


Bild 6: Rauschfaktor der OV-Typen B 109, MAA 725 und MAA 748 als Funktion des Quellenwiderstandes R_{sg}, bezogen auf $\Delta f_n = 23{,}54$ kHz

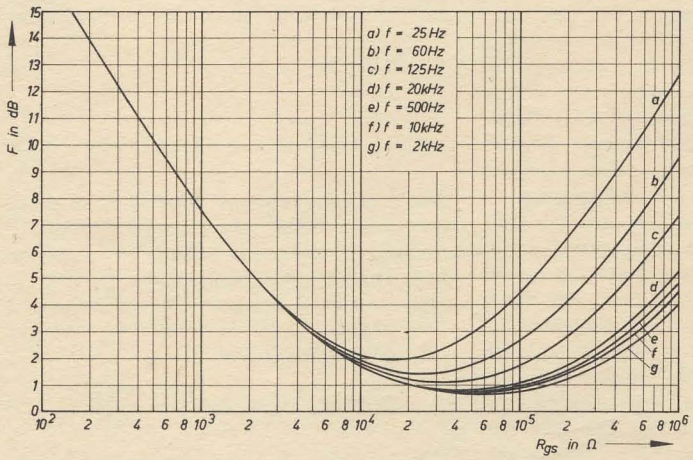
Bild 7: (oben) Rauschfaktor des OV B 109 als Funktion des Quellenwiderstandes R_{sg} bei verschiedenen Frequenzen

Bild 8: (unten links) Rauschfaktor des OV MAA 725 als Funktion des Quellenwiderstandes R_{sg} bei verschiedenen Frequenzen

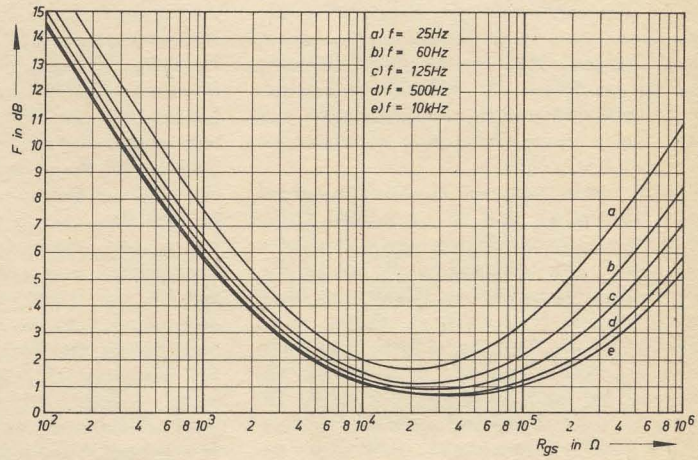
Bild 9: (unten rechts) Rauschfaktor des OV MAA 748 als Funktion des Quellenwiderstandes R_{sg} bei verschiedenen Frequenzen



8



9



Die Rauschkenngröße i_{in} wird analog berechnet.

Ergebnisse

Die Bilder 5 und 6 stellen Eingangsrauschspannung und Rauschfaktor der OV-Typen B 109, MAA 725 und MAA 748 in Abhängigkeit des Quellenwiderstandes R_{sg} über den gesamten NF-Bereich dar ($\Delta f_n = 23{,}54$ kHz). Dabei zeigt sich, daß sich die vorgestellten OV nicht wesentlich voneinander unterscheiden. Man wird in NF-Schaltungen i. allg. bestrebt sein, den Quellenwiderstand so klein wie möglich zu halten, weil sich dadurch ein niedriger Rausch- und Störspannungspegel ergibt.

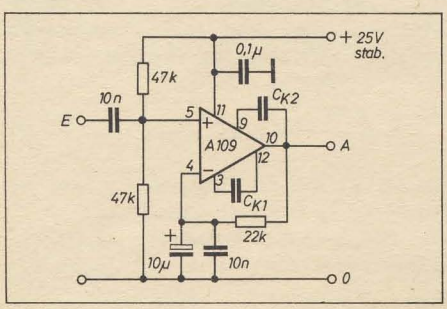
Die Anpassung einer niederohmigen NF-Quelle an den optimalen Quellenwiderstand von $R_{sg\,opt} = 20...50$ kΩ (Rauschanpassung) mit Hilfe von Übertragern ist prinzipiell möglich, in modernen NF-Schaltungen wird aber davon aus Kostengründen (gute NF-Übertrager sind sehr teuer) i. allg. kein Gebrauch gemacht.

Die Bilder 7, 8 und 9 zeigen den Rauschfaktor in Abhängigkeit vom Quellenwiderstand R_{sg} bei verschiedenen NF-Frequenzen. Die Kurvenscharen geben Auskunft über das Rauschspektrum der eingangsbezogenen Rauschspannung u_{en} des jeweiligen OV, vor allem über den Einfluß des Funkelrauschens, das sich besonders störend bemerkbar macht.

Messung der Transitfrequenz beim A 109

WALTER KOCH

Für einige Anwendungen des A 109 (Impulsgeneratoren, hochwertige NF-Verstärker) ist es vorteilhaft, die Transitfrequenz f_T des Operationsverstärkers zu kennen. Bei der Transitfrequenz beträgt die Verstärkung $v_u = 1$; sie wird vom Hersteller mit 1...5 MHz angegeben. Mit der im Bild angegebenen Meßschaltung läßt sich die Transitfrequenz f_T ermitteln.



Schaltung zur Messung der Transitfrequenz

Mit einem geeigneten HF-Generator (durchstimmbar, Frequenzbereich bis etwa 10 MHz, Amplitude einstellbar) wird bei E das Meßsignal eingespeist. Als Indikator kann bei A ein Röhrenvoltmeter mit HF-Tastkopf, ein Oszillograf (Grenzfrequenz des Y-Verstärkers beachten) oder ein HF-Millivoltmeter eingesetzt werden.

Meßvorgang:

- mit dem Indikator wird bei E die Eingangsspannung gemessen (empfohlene Werte: f im NF-Bereich, U_{eff} kleiner als 20 mV oder $U_{SS} \approx 50$ mV)
- Anschluß des Indikators bei A
- Erhöhung der Frequenz des HF-Generators am Eingang E, bis der Meßwert bei A am Indikator auf den Wert bei E abgesunken ist. (Es ist zu beachten, daß sich während der Frequenzerhöhung am Generator dessen Ausgangsamplitude nicht verändert!) Jetzt ist die Verstärkung $v_u = 1$, damit ist die Transitfrequenz des OV erreicht. Am HF-Generator kann die Transitfrequenz abgelesen werden.

An Exemplaren der Typen A 109 und R 109 wurden so Transitfrequenzen im Bereich von 3,8...5,3 MHz gemessen.

In der Meßschaltung wurden die Kondensatoren C_{K1} und C_{K2} mit ihren Minimalwerten eingesetzt: $C_{K1} = 10$ pF, $C_{K2} = 3$ pF.

Literatur

Kühne, H.: Schaltbeispiele mit dem Operationsverstärker A 109. electronica 170. Berlin: Militärverlag der DDR 1979

Theorie, Kennwerte und Anwendung des Heißleiters

Dr.-Ing. GÜNTER GRAICHEN

Heißleiter haben sich wegen ihrer günstigen technischen Eigenschaften (großer negativer Temperaturkoeffizient des elektrischen Widerstandes) und ihres niedrigen Preises schon seit langem ein breites Anwendungsgebiet in der elektronischen Schaltungstechnik erobert. Wegen ihrer einfachen Handhabbarkeit und hohen Zuverlässigkeit sind Heißleiter für vielfältige Meß-, Kontroll-, Überwachungs- und ähnliche Aufgaben in automatisierten Anlagen, insbesondere in der Verfahrenstechnik, zu empfehlen. Nachfolgend sollen in einer zusammenfassenden Darstellung wesentliche theoretische Grundlagen, wichtige Kennwerte und einige typische Anwendungsmöglichkeiten besprochen werden.

Heißleiter sind spezielle Halbleiterwiderstände, die aus einem polykristallinen Material bestehen. Für das Verständnis von Wirkungsweise und Eigenschaften sowie zum sachgerechten Einsatz dieser Elemente ist die Kenntnis der wichtigsten Herstellungsverfahren und der wesentlichsten sich im Innern des Heißleiters abspielenden Vorgänge von Nutzen.

Für die Herstellung von Heißleitern werden aus technischen und ökonomischen Gründen die gebräuchlichen technologischen Verfahren der Elektrokeramik eingesetzt. Die Ausgangsmaterialien (Oxide von Mangan, Nickel, Eisen, Kobalt, Kupfer o. ä.) werden im vorgesehenen Mischungsverhältnis eingewogen, gemahlen, gemischt, homogenisiert und zu Formteilen (z. B. Tabletten- oder Stabform) gepreßt. Bei der Wahl der Abmessungen sind die gewünschte Belastbarkeit, Wärmeableitung, thermische Zeitkonstante usw. zu beachten. Bei der nachfolgenden Sinterung entsteht das erwähnte polykristalline Gefüge. Dieses Herstellungsverfahren bietet den Vorteil, die wichtigen technischen Parameter spezifischer Widerstand, Temperaturkoeffizient, Belastbarkeit, thermische Zeitkonstante usw. in weiten Grenzen mit verhältnismäßig einfachen Mitteln variieren zu können.

Die zu kontaktierenden Flächen werden üblicherweise geschliffen oder geläppt, mit einem leitfähigen, gut haftenden, kontaktierbaren Belag (z. B. Silberpaste mit Zusatz von Glaspulver) versehen und danach meist durch Löten mit Anschlußdrähten verbunden. Die bedrahteten Heißleiterkörper kommen lackiert, mit Kunstharzen vergossen, in ein Gehäuse eingebaut oder ähnlich vor Umgebungseinflüssen geschützt zur Auslieferung. Die Art und Weise der Kontaktierung und Umhüllung bestimmen wesentlich die obere Grenze für die zulässige Betriebstemperatur und damit die zulässige Belastbarkeit des Heißleiters.

Das beschriebene Herstellungsverfahren zeigt, daß auf Grund der Notwendigkeit minimaler Kontaktierungsflächen ein bestimmtes Bauvolumen und damit eine untere Grenze für die Wärmekapazität und die thermische Zeitkonstante nicht unterschritten werden kann. Eine Möglichkeit zur weiteren Verkleinerung der Wärmekapazität und der thermischen Zeitkonstanten bilden perlenförmige Heißleiter, bei deren Herstellung das Ausgangsmaterial in Kunststoff aufgeschlämmt und als feiner Tropfen unter dem Mikroskop auf zwei parallel gespannte Drähte (z. B. aus einer Platinlegierung) aufgebracht wird. Durch den Sinterungsprozeß werden die Drähte fest umschlossen und können somit unmittelbar als Anschlüsse genutzt werden. Vorteil der Kleinheit der Perlen sind die geringen thermischen Trägheiten, Vorteil des Kontaktierungsverfahrens sind höhere zulässige Grenztemperaturen. Nachteil des gesamten Herstellungsverfahrens für perlenförmige Heißleiter ist die größere Exemplarstreuung (mechanische Nachbearbeitung ist im Gegensatz z. B. zu tablettenförmigen Heißleitern nicht möglich). Die übliche Umhüllungsart für Perlenheißleiter ist das Umglasen oder der Einbau in ein Glasgehäuse.

Bei der Betrachtung der wesentlichen Vorgänge im Innern des Heißleiters ist es zweckmäßig, vom Leitungsmechanismus im metallischen Leiter auszugehen, der durch eine große Anzahl im Gitterverband frei beweglicher Elektronen gekennzeichnet ist. Bei Energiezufuhr, z. B. Temperaturerhöhung, steigen Anzahl bzw. Dichte der freien Elektronen nicht an. Die mit der Temperatur zunehmenden Gitterschwingungen behindern jedoch den bei einem anliegenden elektrischen Feld entstehenden Elektronenfluß. Das äußert sich in einem mit der Temperatur wachsenden elektrischen Widerstand metallischer Leiter. Es gilt mit der meist möglichen Annahme eines konstanten Temperaturkoeffizienten α die Gleichung

$$R(\vartheta) = R(\vartheta_0)\,[1 + \alpha(\vartheta - \vartheta_0)] \qquad (1)$$

Die meisten Metalle sind mit einem Temperaturkoeffizienten $\alpha > 0$ Kaltleiter (z. B. Glühlampe).

Im Gegensatz zu den Metallen besitzt der ideale undotierte nichtbestrahlte Halbleiter bei niedrigen Temperaturen keine freien Elektronen im Gitterverband. Die Leitfähigkeit eines keramischen Heißleiters hängt u. a. von der Gitterstruktur und der Ionenart ab und kann somit wesentlich durch die Auswahl bzw. Kombination der Ausgangsstoffe bestimmt werden. Durch Energiezufuhr, im Falle eines Heißleiters durch Temperaturerhöhung, entstehen zusätzliche Ladungsträger, so daß der Temperaturkoeffizient des elektrischen Widerstandes von Heißleitern negativ ist. Der recht komplizierte Leitungsmechanismus im Heißleiter ist in [1] näher beschrieben.

Für den spezifischen Widerstand in Abhängigkeit von der Temperatur liefert die Theorie den Ausdruck

$$\varrho(T) = aT^n \exp\frac{\Delta E}{2kT} \qquad (2)$$

T = absolute Temperatur in K
ϑ = Temperatur in °C
a = Konstante
n = Konstante
ΔE = Aktivierungsenergie
k = $1{,}38 \cdot 10^{-23}$ J/K (Boltzmann-Konstante)

Geht man auf den elektrischen Widerstand über und setzt in guter Übereinstimmung mit empirischen Ergebnissen $n = 0$, so ergibt sich für den temperaturabhängigen elektrischen Widerstand eines Heißleiters

$$R(T) = R(T = \infty)\exp\frac{b}{T} \qquad (3)$$

mit

$$b = \frac{\Delta E}{2k} = \text{(Energiekonstante)} \qquad (4)$$

Um den unhandlichen Wert $R\ (T = \infty)$ zu eliminieren, bezieht man die Temperaturabhängigkeit des elektrischen Widerstandes von Heißleitern üblicherweise auf einen Nennwert $R(T_0)$ bei einer Bezugstemperatur $T_0 = 273{,}15\ \text{K} + \vartheta_0$. So erhält man die gebräuchliche Gleichung

$$R(T_0) = R(T)\exp\left[b\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)\right] \qquad (5)$$

Daraus folgt, daß die Temperaturabhängigkeit des elektrischen Widerstandes eines Heißleiters mit negativem Temperaturkoeffizienten logarithmisch verläuft, wie im Bild 1 dargestellt ist.

Kennwerte

Einer der wichtigsten Kennwerte von Heißleitern ist die Temperaturabhängigkeit des elektrischen Widerstandes gemäß Gl. (5) bzw. Bild 1. Die Energiekonstante wird üblicherweise aus zwei Widerstandsmessungen bei 25 °C und 50 °C bestimmt. Aus Gl. (5) ergibt sich nach Logarithmieren und Differenzbildung die Berechnungsgleichung

$$b = \frac{\ln\frac{R(T_1)}{\Omega} - \ln\frac{R(T_2)}{\Omega}}{\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2}} \qquad (6)$$

Ebenfalls durch Logarithmieren von Gl. (5) gemäß

$$\ln\frac{R(T)}{\Omega} = \ln\frac{R(T_0)}{\Omega} + \frac{b}{T} - \frac{b}{T_0} = \frac{b}{T} + k_1 \qquad (7)$$

erhält man die Möglichkeit einer lnR-1/T-Darstellung (s. Bild 2). Der Schnittpunkt der Geraden ergibt sich erwartungsgemäß bei $T = T_0$ bzw. $R(T) = R(T_0) = 1\ \text{k}\Omega$ (Bild 1). Eine weitere häufig benutzte Variante der Darstellung der Temperaturabhängigkeit des elektrischen Widerstandes von Heißleitern ist die Normierung. Aus Gl. (5) erhält man

$$\frac{R(T)}{R(T_0)} = \exp\left[b\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)\right] \qquad (8)$$

Gl. (8) ist mit der Energiekonstanten als Parameter im Bild 3 dargestellt.

Der Temperaturkoeffizient des elektrischen Widerstandes von Heißleitern ergibt sich aus

$$\alpha(b,T) = \frac{1}{R(T)}\frac{dR(T)}{dT} \qquad (9)$$

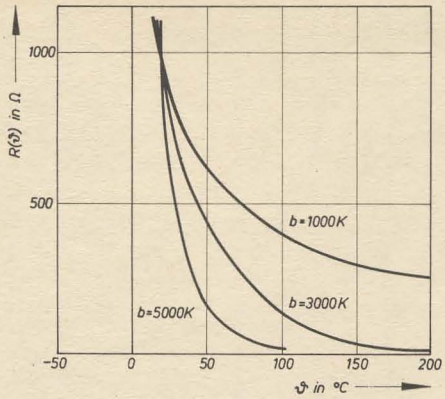


Bild 1: Temperaturabhängigkeit des elektrischen Widerstandes

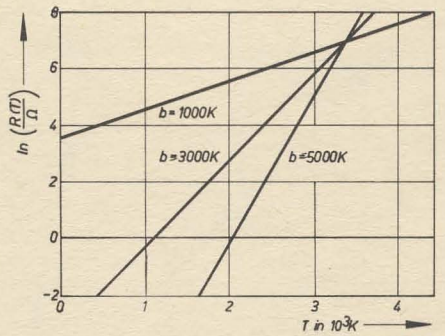


Bild 2: Temperaturabhängigkeit des elektrischen Widerstandes in ln R-1/T-Darstellung

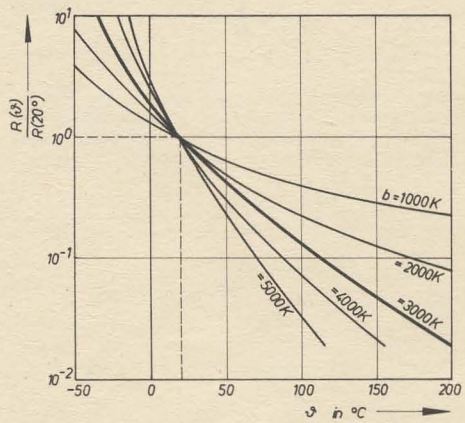


Bild 3: Verlauf des elektrischen Widerstandes in Abhängigkeit von der Temperatur

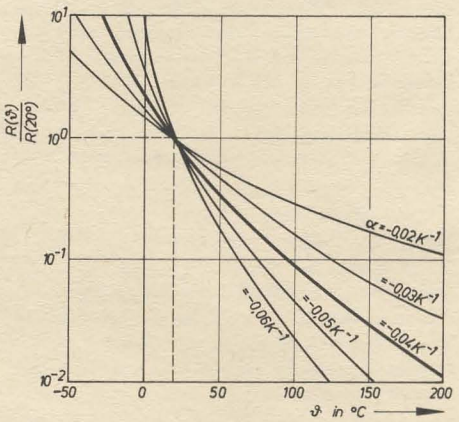


Bild 4: Verlauf des elektrischen Widerstandes in Abhängigkeit von der Temperatur

mit Hilfe von Gl. (5) zu

$$\alpha(b,T) = -\frac{b}{T^2} \qquad (10)$$

Der Temperaturkoeffizient des elektrischen Widerstandes von Heißleitern ist sowohl von der Temperatur als auch von der Energiekonstanten abhängig; er ist negativ und um etwa eine Zehnerpotenz größer als bei Metallen. Für einen näherungsweise als konstant angenommenen Temperaturkoeffizienten als Parameter zeigt Bild 4 die typische Temperaturabhängigkeit des elektrischen Widerstandes von Heißleitern in normierter Form. In den Bildern 5 und 6 ist die Abhängigkeit des Temperaturkoeffizienten von der Energiekonstanten und der Temperatur grafisch dargestellt. Daraus erklärt sich, daß im allgemeinen als Kenngröße für die Temperaturabhängigkeit des elektrischen Widerstandes von Heißleitern seltener der Temperaturkoeffizient und statt dessen die Energiekonstante b, die in einem gewissen Temperaturbereich als konstant angenommen werden kann, angegeben wird.

Bei der bisherigen Erläuterung der Temperaturabhängigkeit des elektrischen Widerstandes von Heißleitern wurde eine Eigenerwärmung durch Stromfluß ausgeschlossen. Wird jedoch im praktischen Betrieb der Heißleiter mit Strömen beaufschlagt, die eine Eigenerwärmung verursachen, vollzieht sich ein im Bild 7 qualitativ dargestellter Aufheizvorgang, der näherungsweise durch die Bilanzgleichung

$$P = \frac{\vartheta - \vartheta_a}{R_{th}} + C_{th}\frac{d(\vartheta - \vartheta_a)}{dt} \qquad (11)$$

beschrieben werden kann.

$R_{th} = R_{thi} + R_{tha}$
R_{thi} = thermischer Innenwiderstand des Heißleiters
R_{tha} = thermischer Außenwiderstand der Heißleiteranordnung
C_{th} = Wärmekapazität der Heißleiteranordnung

Der Aufheizvorgang ist beendet, wenn sich der thermische Gleichgewichtszustand, gekennzeichnet durch

$$\frac{d(\vartheta - \vartheta_a)}{dt} = 0 \qquad (12)$$

und damit

$$P_{auf} = U(\vartheta_K)\,I(\vartheta_K) = P_{ab} = \frac{\vartheta_K - \vartheta_a}{R_{th}} \qquad (13)$$

eingestellt hat, wobei ϑ_K die Gleichgewichtstemperatur ist. Dieser Aufheizvorgang ist schwierig exakter zu beschreiben, da sich die zugeführte Leistung in Abhängigkeit von den Parametern der speisenden Quelle mit dem Anwachsen der Heißleitertemperatur bzw. mit sinkendem elektrischem Widerstand ständig ändert. Weiter zu beachtende Größen sind die Wärmekapazität und die thermische Zeitkonstante der untersuchten Heißleiteranordnung (s. Bild 8). In den Datenblättern für Heißleiter werden daher zeitliche Verläufe des Heißleiterstromes oder des Widerstandes R(t) unter Festlegung von speisender Spannung und Vorwiderstand grafisch dargestellt.

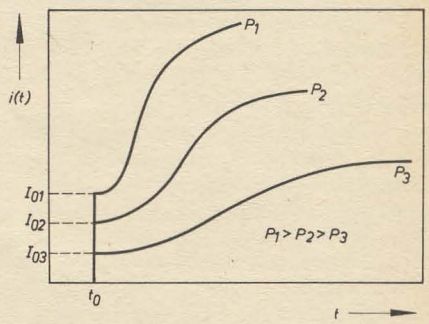


Bild 7: Verläufe der Strom-Zeitkennlinien (Aufheizvorgang) (P_i = zugeführte elektrische Leistung)

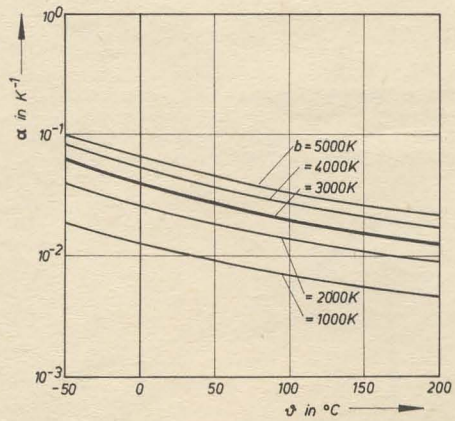


Bild 5: Verlauf des Temperaturkoeffizienten des elektrischen Widerstandes in Abhängigkeit von der Temperatur

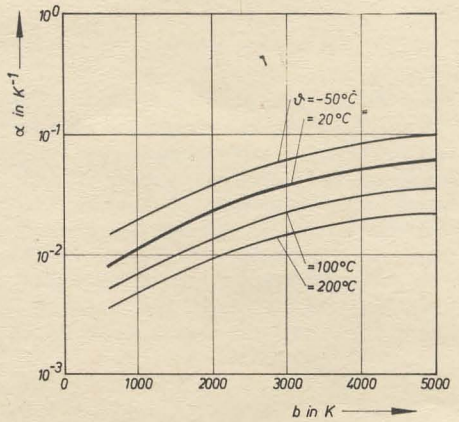


Bild 6: Verlauf des Temperaturkoeffizienten des elektrischen Widerstandes in Abhängigkeit von der Energiekonstanten

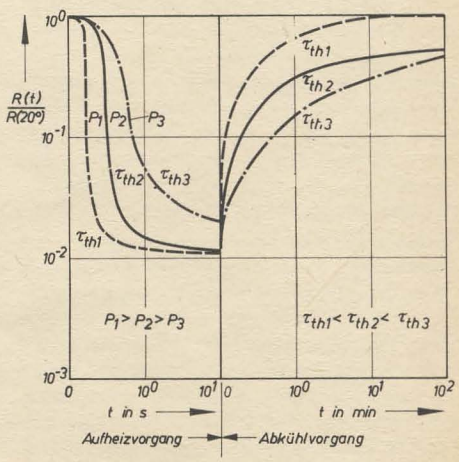


Bild 8: Typische Verläufe des elektrischen Widerstandes in Abhängigkeit von der Zeit (Aufheiz- und Abkühlvorgang mit unterschiedlichem Zeitmaßstab)

Wird am Heißleiter die elektrische Leitung abgeschaltet ($P = 0$), so ergibt sich durch Integration der Bilanzgleichung (11) für den Temperaturverlauf am Heißleiter unter Beachtung der Anfangsbedingung $\vartheta(t = 0) = \vartheta_K$ und des Zusammenhanges

$$\tau_{th} = R_{th} C_{th} \qquad (14)$$

die exponentielle Abhängigkeit

$$\vartheta(t) = (\vartheta_K - \vartheta_a) \exp\left(-\frac{t}{\tau_{th}}\right) + \vartheta_a \qquad (15)$$

Die thermische Zeitkonstante des Abkühlvorganges ist meist viel größer als die Aufheizzeitkonstante (s. Bild 8). Beide Zeitkonstanten hängen sehr stark von der konkreten Ausführungsform des Heißleiters und den vorhandenen Kühlbedingungen ab.

Die Aufheiz- und Abkühlvorgänge sollen anhand von Bild 9 verdeutlicht werden. Ist der Schalttransistor gesperrt, wird im Ausgangskennlinienfeld der Arbeitspunkt AUS eingenommen. Mit dem Einschalten des Transistors wandert der Arbeitspunkt auf der dem Kaltwiderstand des Heißleiters entsprechenden Arbeitsgeraden bis zum Punkt EIN'. Da die Schaltzeiten des Transistors sehr gering sind, kann sich in dieser kurzen Zeit der Heißleiter nicht aufheizen. Die Erwärmung des Heißleiters bis zum thermischen Gleichgewichtszustand vollzieht sich bei Wanderung des Arbeitspunktes im Ausgangskennlinienfeld entlang einer Kennlinie für $I_B =$ konst. von EIN' nach EIN. Bei allmählichem Aufsteuern des Transistors bzw. bei sehr kleinen thermischen Zeitkonstanten der Heißleiteranordnung überlappen sich der Einschaltvorgang des Transistors und der Aufheizvorgang des Heißleiters; der Übergang von AUS nach EIN erfolgt auf der im Bild 9 gestrichelt dargestellten Kurve.

Der Arbeitspunkt EIN befindet sich ebenso wie der Arbeitspunkt AUS' auf der Arbeitsgeraden des Heißwiderstandes. Der Übergang von EIN nach AUS' vollzieht sich mit dem Abschalten des Transistors sehr rasch, so daß praktisch keine Änderung der Heißleitertemperatur erfolgt. Der eigentliche Abkühlvorgang ist durch das Wandern des Arbeitspunktes von AUS' nach AUS gekennzeichnet. Bei konstantem Kollektorstrom erfolgt dies auf einer Parallelen zur Abszissenachse.

Ganz ähnliche Übergangskurven ergeben sich bei Steuerung eines Heißleiters durch einen MOS-Transistor nach Bild 10. Hier wird noch deutlicher, daß der Schalttransistor in beiden Fällen für den bei erwärmten Heißleitern fließenden Strom auszulegen ist. Im Gegensatz dazu sei auf die Notwendigkeit der Auslegung der Schalttransistoren für im kalten Zustand auftretende Ströme (mögliche Stromspitzen beachten) bei der Steuerung von Kaltleitern hingewiesen (s. Bilder 11 und 12).

Neben der Temperaturabhängigkeit des elektrischen Widerstandes und den thermischen Trägheiten ist die Strom-Spannungskennlinie ein wichtiges Hilfsmittel zur Angabe der Kennwerte von Heißleitern. Sie wird üblicherweise aufgenommen, indem an den Heißleitern eine bestimmte Spannung angelegt und nach vollständiger Einstellung des thermischen Gleichgewichtszustandes der Strom gemessen wird. Der Heißleiter befindet sich dabei in ruhender Luft mit einer Temperatur von 20 °C. Er ist

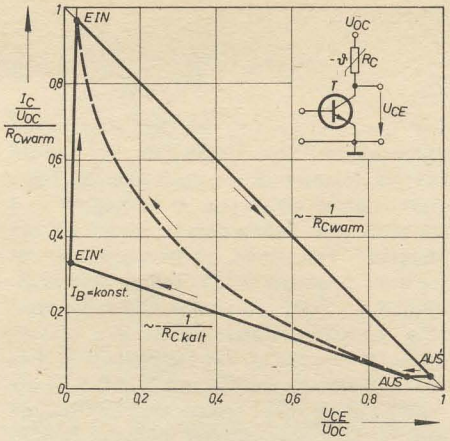


Bild 9: Bipolartransistor als Schalter für Wirkbelastung; normierte Darstellung der Übergangskurven im Ausgangskennlinienfeld (gestrichelt: allmähliches Aufsteuern)

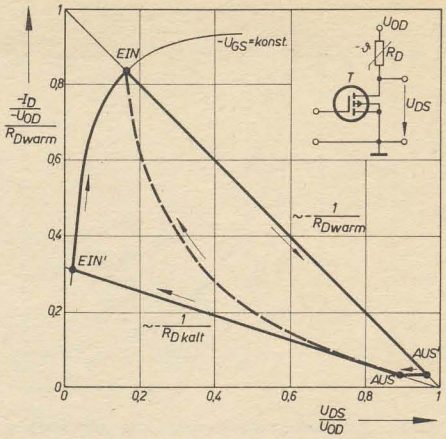


Bild 10: MOSFET vom p-Kanal-Anreicherungstyp als Schalter für Wirkbelastung; normierte Darstellung der Übergangskurven im Ausgangskennlinienfeld (gestrichelt: allmähliches Aufsteuern)

mit seinen Anschlüssen so befestigt, wie dies im normalen Betrieb der Fall ist. Bild 13 zeigt die typische Strom-Spannungskennlinie eines Heißleiters in linearer Darstellung. Zum Vergleich wurde die Kennlinie bei vergrößertem thermischem Widerstand gestrichelt eingezeichnet.

Die einem Heißleiter zugeführte elektrische Leistung bewirkt eine Erwärmung des Heißleiterkörpers und durch Wärmeleitung einen Wärmefluß in das umgebende Medium [s. Gl. (11)]. Ist die zugeführte elektrische Leistung sehr gering, folgt die Strom-Spannungskennlinie des Heißleiters praktisch der des Kaltwiderstandes. Das Ende dieses ohmschen Anfangsbereiches der Strom-Spannungskennlinie wird üblicherweise als Grenzleistung ohne Eigenerwärmung bezeichnet. Es ist die Leistung, bei der die durch die Erwärmung bewirkte Widerstandsänderung 0,3 % (entsprechend einer mittleren Übertemperatur des Widerstandskörpers von 0,1 K) in ruhender Luft von 20 °C nicht überschreitet.

Steigt der Strom weiter, nimmt der Widerstand des Heißleiters zusehends ab. Die Kennlinie durchläuft ein Maximum im Spannungsabfall. Nach dem Durchlaufen dieses Maximums steigt der Strom bei sinkender Spannung weiter an, was den fallenden Kennlinienteil entstehen läßt.

Mit der Temperatur des Heißleiters als Parameter läßt sich die Strom-Spannungs-Charakteristik wie folgt darstellen:

$$U(T) = \sqrt{R(T)\frac{T - T_a}{R_{th}}} \qquad (16)$$

$$I(T) = \sqrt{\frac{T - T_a}{R(T) R_{th}}} \qquad (17)$$

Diese Parameterdarstellung ermöglicht die Angabe der Strom-Spannungskennlinien für verschiedene Umgebungstemperaturen (ausgezogene Kurven im Bild 14) bzw. für verschiedene thermische Widerstände (gestrichelte Kurven im Bild 14). Die Aussage derartiger Diagramme wird dadurch erhöht, daß durch die Logarithmierung die Kurven konstanten Widerstandes und konstanter Leistung als Netz von Geraden mit eingezeichnet werden können.

Mit den Gln. (16) und (17) sowie üblichen Verfahren der Differentialrechnung läßt

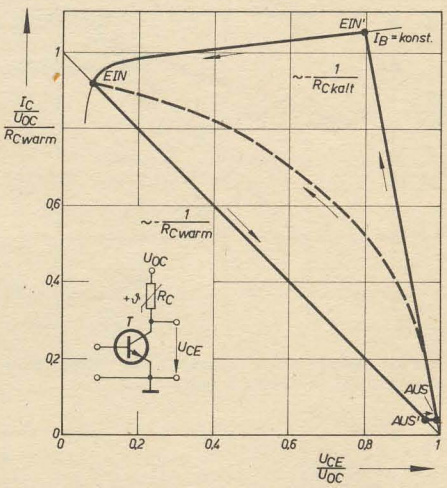


Bild 11: Bipolartransistor als Schalter für Wirkbelastung an einem Kaltleiter; normierte Darstellung der Übergangskurven im Ausgangskennlinienfeld (gestrichelt: allmähliches Aufsteuern)

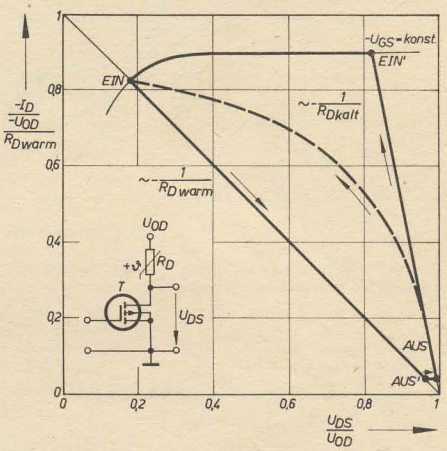


Bild 12: MOSFET vom p-Kanal-Anreicherungstyp als Schalter für Wirkbelastung am Kaltleiter; normierte Darstellung der Übergangskurven im Ausgangskennlinienfeld (gestrichelt: allmähliches Aufsteuern)

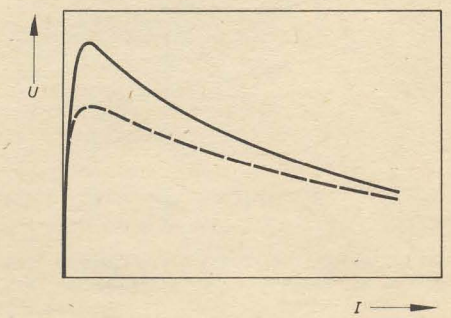


Bild 13: Verlauf der Strom-Spannungskennlinie (gestrichelt: vergrößerter thermischer Widerstand) ▶

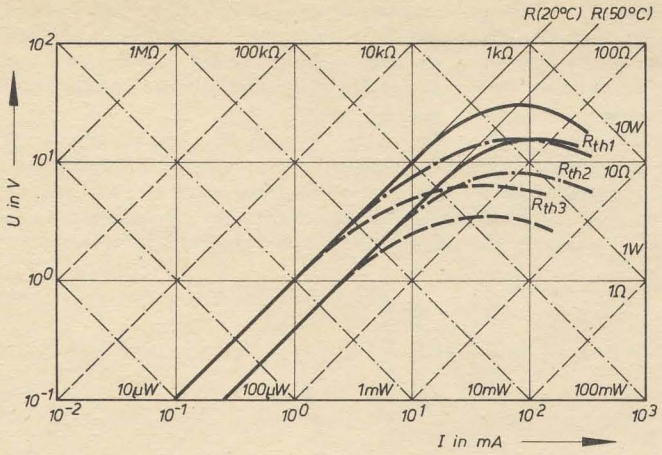


Bild 14:
Strom-Spannungskennlinie eines Heißleiters (gestrichelt: vergrößerter thermischer Widerstand
$R_{th1} < R_{th2} < R_{th3}$)

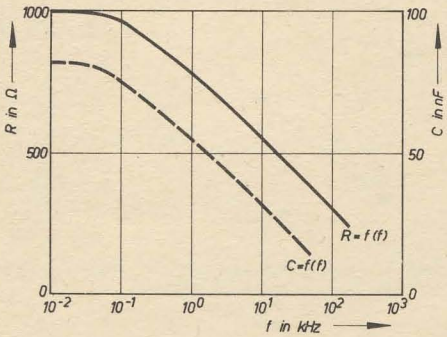


Bild 15: Frequenzabhängigkeit des reellen Widerstandes und der Kapazität eines Heißleiters

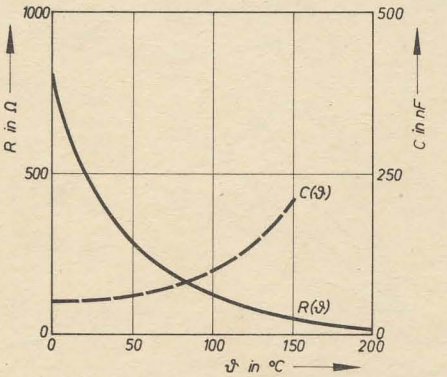


Bild 16: Temperaturabhängigkeit des reellen Widerstandes und der Kapazität eines Heißleiters bei etwa 1 kHz

sich die Temperatur $T(U_{max})$ berechnen, bei der das Maximum im Spannungsabfall am Heißleiter auftritt.

Aus dem Ansatz

$$\left.\frac{dU(T)}{dI(T)}\right|_{T=T(U_{max})} = 0 \qquad (18)$$

folgt

$$\left.\frac{\partial U(T)}{\partial T}\right|_{T=T(U_{max})} = 0 \qquad (19)$$

bzw.

$$1 + \frac{T - T_a}{R(T)} \left.\frac{\partial R(T)}{\partial T}\right|_{T=T(U_{max})} = 0 \qquad (20)$$

Mit den Gln. (9) und (10) ergibt sich nach dem Lösen einer quadratischen Gleichung

$$T(U_{max}) = \frac{b}{2}\left(1 - \sqrt{1 - 4\frac{T_a}{b}}\right) \qquad (21)$$

woraus ersichtlich ist, daß die dem Spannungsmaximum zugeordnete Temperatur lediglich von der Konstante b und der Umgebungstemperatur abhängt.

Das dynamische Verhalten von Heißleitern ist gekennzeichnet durch

- thermische Trägheiten sowohl bei Änderung der elektrischen als auch der thermischen (Veränderung des umgebenden Mediums) Parameter, wobei sich der neue thermische Gleichgewichtszustand jeweils nach Ablauf eines Ausgleichsvorganges einstellt
- elektrische Trägheiten, die von der Dielektrizitätskonstante des Werkstoffs hervorgerufen werden.

Die Frequenzabhängigkeit des elektrischen Verhaltens von Heißleitern wird durch Parallelschalten einer Kapazität im Ersatzschaltbild berücksichtigt. Bild 15, das einen Einblick in die Größenordnung der Frequenzabhängigkeit vermittelt, zeigt, daß diese bei niedrigen Frequenzen, also im üblichen Einsatzbereich von Heißleitern, vernachlässigt werden kann. Daß die kapazitive Komponente in der Ersatzschaltung von Heißleitern außerdem erst bei höheren Temperaturen verstärkt in Erscheinung tritt, verdeutlicht Bild 16.

Die Langzeitstabilität der Parameter von Heißleitern wird durch Alterungsprozesse im polykristallinen Gefüge und an den Kontaktierungsstellen bestimmt, wobei letztere häufig einen dominierenden Einfluß haben. Die Gesamtalterung zeigt meist eine Tendenz zu höheren Widerstandswerten und ist unmittelbar nach der Herstellung am stärksten ausgeprägt (etwa logarithmischer Verlauf). Insbesondere Heißleiter für Meßzwecke werden deshalb vorgealtert. Während nicht vorgealterte Heißleiter nach 1 000 Betriebsstunden bei den maximal zulässigen Betriebsbedingungen eine Widerstandsänderung bis zu 3 % ihres Anfangswertes aufweisen können, kann nach der Alterung eine Abweichung von weniger als 1 % unter gleichen Betriebsbedingungen garantiert werden. Die Stabilität ist um so besser, je geringer die thermische Beanspruchung im Betrieb ist. Bei vernachlässigbarer Übertemperatur (< 10 K) und ausreichender vorheriger Alterung liegt die mit Heißleitern erreichbare Widerstandsabweichung bei 0,2 % je Jahr, was wegen der betragsmäßigen Größe des Temperaturkoeffizienten für übliche Anwendungsfälle völlig ausreichend ist.

Die Kennzeichnung von Heißleitern, wegen ihres großen negativen Temperaturkoeffizienten auch NTC-Widerstände genannt, erfolgt in der DDR nach einem kombinierten alphanumerischen Schlüssel. Der erste Buchstabe gibt die Art des Bauelementes an, im Falle eines Heißleiters:

T: temperaturabhängiger Widerstand (Thermistor)

Der zweite Buchstabe kennzeichnet das Vorzeichen des Temperaturkoeffizienten, im Falle eines Heißleiters.

N: negativer Temperaturkoeffizient

Ein dritter Buchstabe informiert bei Heißleitern über das Hauptanwendungsgebiet (s. Tafel 1). Die nachfolgenden Zahlen enthalten Angaben zu technischen Daten.

Beispiele:

TNA 15/100	15 V Nennspannung, 100 mA Nennstrom
TNI 470	470 Ω Kaltwiderstand bei 20 °C
TNK 120/10-10-10	120 Ω ± 10 % Kaltwiderstand bei 20 °C Toleranz der Energiekonstanten und des Temperaturkoeffizienten: ± 10 %, 10 mm Scheibendurchmesser
TNM 120/10-10	120 Ω ± 10 % Kaltwiderstand bei 20 °C Toleranz der Energiekonstanten und des Temperaturkoeffizienten: ± 10 %
TNR 2-1	2 V Nennspannung, 1 mA Nennstrom

Als übliche Auslieferungstoleranzen gelten:

Widerstandswert	± 20 %, ± 10 %
Spannungsabfall	± 10 %
Energiekonstante	± 20 %, ± 10 %

Höhere Anforderungen an die Auslieferungstoleranz sind auf Grund der Herstellungsverfahren nur durch gezieltes Aussuchen erfüllbar.

Die Beschriftung der Heißleiter erfolgt entweder durch Aufdruck der entsprechenden Buchstaben- und Zahlenangaben oder durch Farbkennzeichnung, bezogen auf den Widerstands- oder Spannungswert. Die Farbkennzeichnung ist jeweils in den entsprechenden Typenblättern angegeben.

Tafel 1: Kennzeichnung der Hauptanwendungsgebiete von Heißleitern (TN-Typen)

Buchstabe	Anwendungsgebiet
A	Anlaßwiderstand
F	Temperaturfühler
I	Indirekt geheizter Widerstand
K	Kompensations- bzw. Meßwiderstand in Scheibenform
M	Meßwiderstand in Stabform
R	Regelwiderstand in Miniaturausführung
S	Spezialwiderstand in Perlform
T	Spezialwiderstand für tiefe Temperaturen

Anwendung

Heißleiteranwendungen gliedern sich in vier Hauptgruppen:

- Heißleiter als Temperaturfühler
- Heißleiter bei veränderlichem thermischem Gleichgewicht
- Ausnutzung des Aufheizvorganges von Heißleitern
- Anwendung indirekt geheizter Heißleiter.

In der ersten Gruppe von Anwendungen ist grundsätzlich die Eigenerwärmung infolge Stromfluß vernachlässigbar. Der Heißleiter nimmt als elektrisch praktisch unbelastetes Element stets die Umgebungstemperatur

an. Dabei sind gegebenenfalls thermische Trägheiten zu berücksichtigen. Der Einsatz der Heißleiter erfolgt in Temperaturmeß- und Temperaturkompensationsanordnungen.

Um in Temperaturmeßeinrichtungen eine bestimmte Empfindlichkeit und/oder Linearität bzw. in Temperaturkompensationseinrichtungen einen vorgegebenen Kennlinienverlauf zu erreichen, bedarf es in der überwiegenden Zahl der praktischen Fälle einer geeigneten Anpassung der Heißleitercharakteristik, wobei auch die Auslieferungstoleranzen weitgehend mit auszugleichen sind. Es sei an dieser Stelle darauf hingewiesen, daß „auswechselbare Meßthermistoren" nicht zur Verfügung stehen. Vom Anwender ist folglich stets die Möglichkeit einer Kennlinienkorrektur bzw Nachjustierung vorzusehen. Wenn bestimmte Kennlinien auch bei toleranzbehafteten Heißleitern eingehalten werden sollen, so ist dies durch Reihen- und Parallelschaltung mit ohmschen Widerständen zu gewährleisten.

Eine Anpassung der Heißleitercharakteristik an die konkreten Erfordernisse kann durch eine Reihen- oder Parallelschaltung von Heißleitern untereinander bzw. durch Zusammenschalten mit ohmschen Widerständen erfolgen.

Für den allgemeinen Fall der Reihen- bzw. Parallelschaltung von Heißleitern untereinander erhält man den Gesamtwiderstand entsprechend den Beziehungen

$$R_{Sn}(T) = \sum_{i=1}^{n} R_i(T) \qquad (22)$$

$$R_{Pn}(T) = \left[\sum_{i=1}^{n} \frac{1}{R_i(T)}\right]^{-1} \qquad (23)$$

Die resultierende Energiekonstante ergibt sich aus

$$\frac{d[\ln R_{Sn}(T)]}{d\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)} = b_{Sn}(T) = \frac{1}{R_{Sn}(T)} \frac{dR_{Sn}(T)}{dT} \qquad (24)$$

für die Reihenschaltung von Heißleitern. Bei Parallelschaltung sind dementsprechende Rechenoperationen durchzuführen. In der Tafel 2 sind die Ergebnisse für den allgemeinen Fall und für den Sonderfall der Zusammenschaltung zweier Heißleiter dargestellt. Zu beachten ist, daß die Zusammenschaltung von Heißleitern mit unterschiedlicher Energiekonstante stets eine temperaturabhängige resultierende Konstante b ergibt, was bei Zusammenschaltung von Heißleitern mit gleichem b nicht der Fall ist. Weiterhin sei auf die Unzulässigkeit der Parallelschaltung von Heißleitern hingewiesen, wenn die Möglichkeit der Eigenerwärmung durch Stromfluß besteht, da sich dann der Widerstand mit dem kleinsten Wert zuerst erwärmen und schließlich einen Großteil der Leistung aufnehmen würde.

Die Bilder 17 und 18 zeigen anhand von Beispielen die resultierenden Abhängigkeiten des elektrischen Widerstandes von der Temperatur sowie die Strom-Spannungskennlinien von Heißleiterkombinationen.

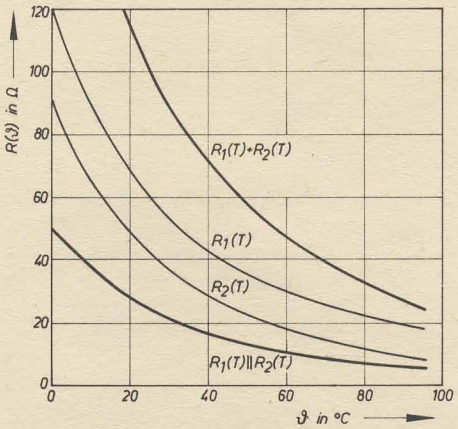


Bild 17: Temperaturabhängigkeit des elektrischen Widerstandes zweier Heißleiter in Reihen- bzw. Parallelschaltung (keine Erwärmung durch Stromfluß)

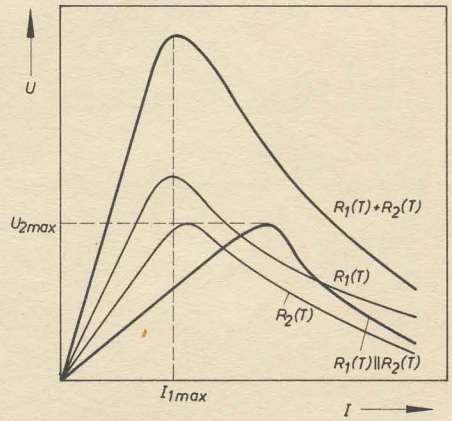


Bild 18: Strom-Spannungskennlinien zweier Heißleiter in Reihen- bzw. Parallelschaltung

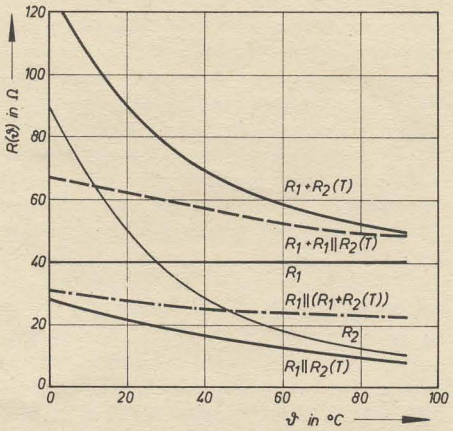


Bild 19: Temperaturabhängigkeit des elektrischen Gesamtwiderstandes einfacher Heißleiter-Widerstandskombinationen

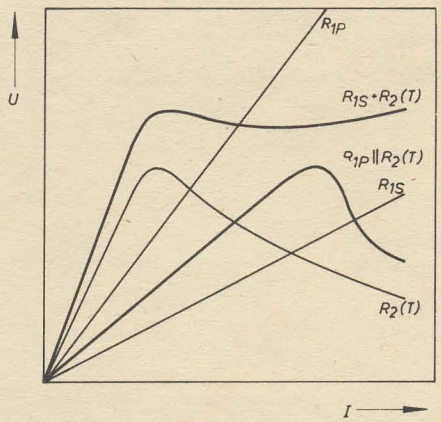
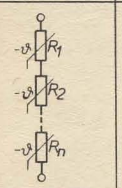
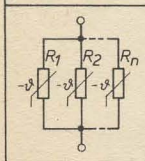
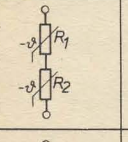
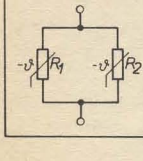
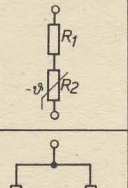
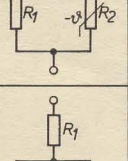
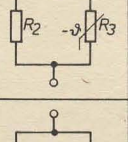
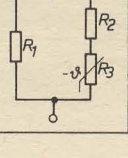


Bild 20: Strom-Spannungskennlinien einfachster Heißleiter-Widerstandskombinationen

Tafel 2: Zusammenschaltungen von Heißleitern

Schaltbild	Gesamtwiderstand	Energiekonstante
	$R_{Sn}(T) = \sum_{i=1}^{n} R_i(T) = R_{Sn}(T_0)\exp\left[b_{Sn}(T)\left(\frac{1}{T}-\frac{1}{T_0}\right)\right]$	$b_{Sn}(T) = \frac{\sum_{i=1}^{n} b_i R_i(T)}{\sum_{i=1}^{n} R_i(T)}$ Sonderfall: $b_1 = b_2 = \ldots = b_n = b$ $b_{Sn}(T) = b_{Sn} = b$
	$R_{Pn}(T) = \left(\sum_{i=1}^{n} \frac{1}{R_i(T)}\right)^{-1} = R_{Pn}(T_0)\exp\left[b_{Pn}(T)\left(\frac{1}{T}-\frac{1}{T_0}\right)\right]$	$b_{Pn}(T) = \frac{\sum_{i=1}^{n} \frac{b_i}{R_i(T)}}{\sum_{i=1}^{n} \frac{1}{R_i(T)}}$ Sonderfall: $b_1 = b_2 = \ldots = b_n = b$ $b_{Pn}(T) = b_{Pn} = b$
	$R_{S2}(T) = R_1(T) + R_2(T) = R_{S2}(T_0)\exp\left[b_{S2}(T)\left(\frac{1}{T}-\frac{1}{T_0}\right)\right]$	$b_{S2}(T) = \frac{b_1 R_1(T) + b_2 R_2(T)}{R_1(T) + R_2(T)}$
	$R_{P2}(T) = \frac{R_1(T)\,R_2(T)}{R_1(T) + R_2(T)} = R_{P2}(T_0)\exp\left[b_{P2}(T)\left(\frac{1}{T}-\frac{1}{T_0}\right)\right]$	$b_{P2}(T) = \frac{b_1 R_2(T) + b_2 R_1(T)}{R_1(T) + R_2(T)}$

Tafel 3: Heißleiter-Widerstands-Kombinationen

Schaltbild	Gesamtwiderstand	Energiekonstante
	$R_{S2}(T) = R_1 + R_2(T) = R_{S2}(T_0)\exp\left[b_{S2}(T)\left(\frac{1}{T}-\frac{1}{T_0}\right)\right]$	$b_{S2}(T) = \frac{b_2}{1 + \frac{R_1}{R_2(T)}}$
	$R_{P2}(T) = \frac{R_1 R_2(T)}{R_1 + R_2(T)} = R_{P2}(T_0)\exp\left[b_{P2}(T)\left(\frac{1}{T}-\frac{1}{T_0}\right)\right]$	$b_{P2}(T) = \frac{b_2}{1 + \frac{R_2(T)}{R_1}}$
	$R_{3P}(T) = \frac{R_1 R_2 + (R_1 + R_2) R_3(T)}{R_2 + R_3(T)} = R_{3P}(T_0)\exp\left[b_{3P}(T)\left(\frac{1}{T}-\frac{1}{T_0}\right)\right]$	$b_{3P}(T) = \frac{b_3}{\left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_3(T)}\right)\left(1 + \frac{R_3(T)}{R_2}\right)}$
	$R_{3S}(T) = \frac{R_1 R_2 + R_1 R_3(T)}{R_1 + R_2 + R_3(T)} = R_{3S}(T_0)\exp\left[b_{3S}(T)\left(\frac{1}{T}-\frac{1}{T_0}\right)\right]$	$b_{3S}(T) = \frac{b_3}{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_3(T)}{R_1}\right)\left(1 + \frac{R_2}{R_3(T)}\right)}$

Besonders bemerkenswert ist die aus Bild 18 ersichtliche Möglichkeit der Formung bestimmter Heißleiterkennlinien bzw. die Verschiebung der Spannungsmaxima. Derartig definiert geformte Heißleiterkennlinien können ebenso wie die Kennlinien einfacher Heißleiterelemente durch Zusammenschaltung mit ohmschen Widerständen definiert linearisiert werden. In der Tafel 3 sind neben gebräuchlichen Heißleiter-Widerstandskombinationen die zugehörigen Formeln für den Gesamtwiderstand und die resultierende Energiekonstante, die auch hier temperaturabhängig ist, angegeben. Aus Bild 19 ist die linearisierende Wirkung von ohmschen Widerständen auf die resultierende Temperaturabhängigkeit des Widerstandes der Gesamtschaltung deutlich zu erkennen. Es ist bemerkenswert, daß die Reihenschaltung besonders den Kennlinienverlauf bei hohen Temperaturen verflacht, während die Parallelschaltung eine Verflachung hauptsächlich bei tieferen Temperaturen bewirkt. Bild 20 zeigt typische Strom-Spannungskennlinien von Heißleiter-Widerstandskombinationen. Neben der Verschiebung des Spannungsmaximums zu höheren Stromwerten durch Parallelschaltung bzw. zu höheren Spannungswerten durch Reihenschaltung eines ohmschen Widerstandes (auf diesem Wege ist die definierte Festlegung der Parameter des Spannungsmaximums einfach möglich) ist die Möglichkeit der Realisierung eines Bereiches auffällig, der sich durch geringe Spannungsänderung in einem weiten Strombereich auszeichnet. Heißleiter, bei denen bereits durch die Herstellung eine derartige Strom-Spannungskennlinie erzeugt wird, werden als Regelheißleiter bezeichnet.

Nachdem die wesentlichen Möglichkeiten zur Formung definierter Heißleitercharakteristiken gezeigt wurden, sollen nachfolgend einige typische Anwendungsmöglichkeiten von Heißleitern als Temperaturfühler kurz diskutiert werden.

Die Schaltungen nach Bild 21 zeigen Anwendungsbeispiele zur Ausnutzung von Heißleitern als Temperaturfühler in Meß- und Überwachungseinrichtungen. Die einfache Temperaturmeßeinrichtung nach Bild 21a beruht auf der Anzeige der temperaturabhängigen Spannung an einem Spannungsteiler, die sich bei Vernachlässigung des Instrumentenwiderstandes gemäß

$$U_{2,3} = \frac{U}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_3(T)}} \qquad (25)$$

errechnet. Da im analog anzuzeigenden Temperaturbereich weitgehende Linearität bestehen sollte, sind $R_1 > R_2$ und $R_1 > R_3$ zu wählen. Eine derartige Dimensionierung wirkt sich jedoch negativ auf die Empfindlichkeit der Anzeige aus, so daß stets ein geeigneter Kompromiß entsprechend den konkreten Anforderungen gefunden werden muß.

Für die Anzeige von Abweichungen der Temperatur von einem Sollwert ist eine Brückenschaltung nach Bild 21b häufig von Vorteil. Die Leerlaufspannung am Diagonalzweig der Brücke kann mit Hilfe von

$$U_D = \frac{\frac{R_1}{R_3} - \frac{R_2}{R_4(T)}}{\left(1 + \frac{R_1}{R_3}\right)\left[1 + \frac{R_2}{R_4(T)}\right]} U \qquad (26)$$

berechnet werden. In der Umgebung des zu überwachenden Temperatursollwertes ist

$$\frac{R_1}{R_3} = \frac{R_2}{R_4(T)} \qquad (27)$$

recht gut erfüllt, d. h., die Brückenanordnung ist nahezu abgeglichen. Die Empfindlichkeit kann durch Einsatz zweier Heißleiter entsprechend der Schaltung nach Bild 21c weiter erhöht werden. Analog zu Gl. (26) erhält man dann

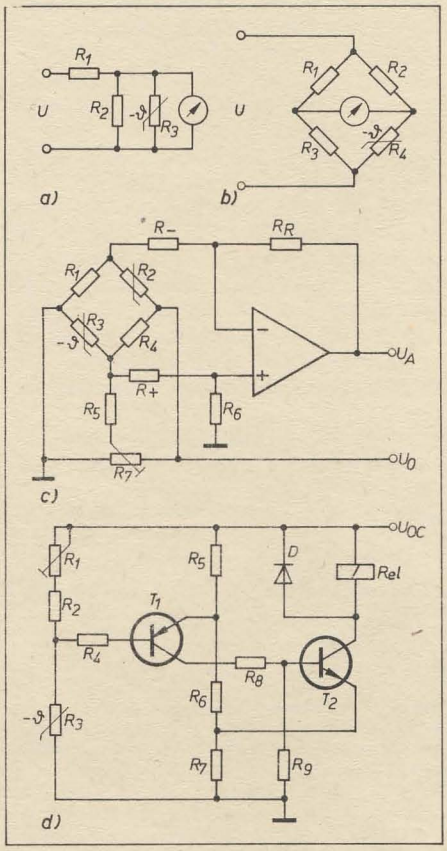


Bild 21: Anwendungsbeispiele zur Ausnutzung von Heißleitern als Temperaturfühler in Meß- und Überwachungseinrichtungen. a) Einfache Temperaturmeßeinrichtung; b) einfache Temperaturmeßeinrichtung mit Wheatstone-Brücke; c) Temperaturmeßeinrichtung mit Operationsverstärker; d) Temperaturüberwachungseinrichtung mit komplementärem Trigger

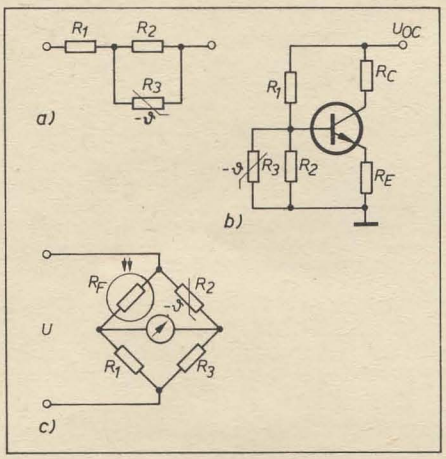


Bild 22: Anwendungsbeispiele zur Ausnutzung von Heißleitern als Temperaturfühler in Kompensationsschaltungen. a) Kompensation des Temperaturganges von Widerständen; b) Temperaturstabilisierung des Arbeitspunktes einer Transistorstufe; c) Kompensation der Temperaturabhängigkeit eines Fotowiderstandes in einer Meßeinrichtung für die Beleuchtungsstärke

$$U_D = \frac{\frac{R_1}{R_3(T)} - \frac{R_2(T)}{R_4}}{\left[1 + \frac{R_1}{R_3(T)}\right]\left[1 + \frac{R_2(T)}{R_4}\right]} U \qquad (28)$$

bzw.

$$\frac{R_1}{R_3(T)} = \frac{R_2(T)}{R_4} \qquad (29)$$

als Abgleichbedingung. Brückenschaltungen mit Heißleitern zur Temperaturmessung bieten sich besonders dazu an, eine lineare Abhängigkeit der Diagonalspannung von der Temperatur durch eine entsprechende Linearisierung zu erzeugen und die fehlende Empfindlichkeit durch einen nachgeschalteten Operationsverstärker, wie es Bild 21c zeigt, auszugleichen.

Die beschriebenen einfachen Temperaturmeßeinrichtungen sind sehr vielseitig zur analogen Anzeige einsetzbar. Als Beispiele seien genannt:

- Messung der Temperatur von Flüssigkeiten und Gasen
- Messung der Temperatur von Massengütern, z. B. Getreide bzw. Kohle in der Lagerwirtschaft.

Heißleiter als Temperaturfühler werden auch zur Signalisierung der Über- oder Unterschreitung bestimmter Grenztemperaturen benutzt. Ein Schaltbeispiel für eine derartige Einrichtung zeigt Bild 21d. Ist die untere Grenztemperatur am Fühler unterschritten, sind beide Transistoren gesperrt. Steigt die Temperatur an, wird schließlich die Spannung am Diagonalzweig der Brückenanordnung, die aus den Widerständen R_1 bis R_7 besteht, so groß, daß T_1 geöffnet wird, was zum Einschalten von T_2 und damit zum Anschalten des Relais führt. Der dadurch an R_7 entstehende zusätzliche Spannungsabfall verstimmt die Brücke weiter und wirkt wie eine Mitkopplung. Mit dem Unterschreiten der unteren Temperaturgrenze wird T_1 wieder gesperrt, was zum Abschalten des Relais führt.

Anstelle des konventionell realisierten Komplementärtriggers ist auch ein integrierter Komparator einsetzbar. Derartige einfache und zuverlässige Temperaturüberwachungseinrichtungen können vielfältig genutzt werden, z. B.

- in verschiedenen Geräten zur Kontrolle der Kühlung
- in verschiedenen Maschinen, Geräten und Anlagen sowie in Räumen zur Kontrolle der Temperatur
- zur Kontrolle der Temperatur von Flüssigkeiten und Gasen, z. B. in der chemischen Verfahrenstechnik
- zur Kontrolle der Temperatur von Massengütern, z. B. Getreide bzw. Kohle in der Lagerwirtschaft
- zur Zweipunktregelung von Heizungen aller Art
- in Warnanlagen, z. B. für Feuer.

Die Schaltungen nach Bild 22 zeigen Anwendungsbeispiele zur Ausnutzung von Heißleitern als Temperaturfühler in Kompensationsschaltungen. Bild 22a zeigt, wie der Temperaturgang einer Widerstandsanordnung kompensiert werden kann. Im Bild 22b ist die bekannte Anordnung zur Stabilisierung des Arbeitspunktes einer Transistorstufe dargestellt. Man beachte dazu Gl. (25).

Wie der Temperaturgang des elektrischen Widerstandes eines Fotowiderstandes in

einer Meßeinrichtung für die Beleuchtungsstärke kompensiert werden kann, zeigt Bild 22c. Analog zur Gl. (26) gilt

$$U_D = \frac{\frac{R_F(T)}{R_1} - \frac{R_2(T)}{R_3}}{\left[1 + \frac{R_F(T)}{R_1}\right]\left[1 + \frac{R_2(I)}{R_3}\right]} U \qquad (30)$$

Daraus ist ersichtlich, daß eine vollständige Kompensation nur für die abgeglichene Brücke möglich ist. Diese Tatsache, nämlich die Wirksamkeit einer Kompensationsmaßnahme nur in einem bestimmten Bereich, ist typisch für die Temperaturkompensation mit Heißleitern schlechthin. Sie resultiert daraus, daß die Anpassung der Kennlinie des Kompensationsnetzwerkes nur für einen begrenzten Bereich hinreichend exakt möglich ist. Da dieser Bereich durch eine geeignete Dimensionierung den konkreten Erfordernissen jedoch angepaßt werden kann, schränkt das die weite Verbreitung von Temperaturkompensations-Netzwerken mit Heißleitern in praktisch allen Bereichen der elektronischen Schaltungstechnik nicht ein.

In der zweiten Gruppe von Anwendungen wird der im praktischen Betrieb veränderliche thermische Gleichgewichtszustand genutzt. Dies kann einmal durch Veränderung der zugeführten elektrischen Leistung bei konstantem thermischem Außenwiderstand oder durch Veränderung des thermischen Außenwiderstandes (z. B. durch Veränderung des umgebenden Mediums) bei konstanter zugeführter elektrischer Leistung oder durch eine Kombination beider Maßnahmen erfolgen.

Möglichkeiten zur analogen Anzeige eines thermischen Gleichgewichtszustandes zeigen die Anordnungen nach Bild 21a, b, c. Im Gegensatz zur Anwendung als Temperaturmeßeinrichtung wird die Schaltung so bemessen, daß sich der Arbeitspunkt des Heißleiters unter Nennbedingungen (z. B. bestimmte Strömungsgeschwindigkeit des den Heißleiter umgebenden Mediums) bei einer definierten Übertemperatur einstellt. Steigt die Strömungsgeschwindigkeit des den Heißleiter umgebenden Mediums an, erhöht sich die infolge Mitführung abgebbare Wärmemenge, und die Temperatur des Heißleiters sinkt. Bei einem Absinken der Strömungsgeschwindigkeit steigt die Heißleitertemperatur. Bezüglich der erreichbaren Linearität und Empfindlichkeit der Anzeige gilt das bereits zum Bild 21 Gesagte. Zu beachten ist, daß der Einfluß der Umgebungstemperatur durch geeignete Kompensationsmaßnahmen auszuschalten ist.

Schaltungen dieser Art können zur Anzeige von bestimmten Zuständen in der Verfahrenstechnik bzw. als Geber für entsprechende Regeleinrichtungen genutzt werden, z. B. zur

- analogen Anzeige der Strömungsgeschwindigkeit des umgebenden Mediums
- analogen Anzeige der Dichte des umgebenden Mediums
- analogen Anzeige der Stoffzusammensetzung des umgebenden Mediums.

Mit der Schaltungsanordnung nach Bild 21d können entsprechende Überwachungseinrichtungen (z. B. Strömungsfühler) realisiert werden. Weiterhin ist es möglich, mit Schaltungen entsprechend Bild 21d eine einfache Füllstandsüberwachung für einen Behälter zu schaffen.

Nimmt man an, daß sich der Heißleiter im leeren Behälter befindet, so nimmt er eine vergleichsweise hohe Übertemperatur an, was zum Anschalten des Relais führt und beispielsweise zum Öffnen eines Ventils genutzt werden kann. Steigt nun das Flüssigkeitsniveau an, erreicht es den Heißleiter, was eine Abkühlung und damit Widerstandserhöhung bewirkt, wodurch das Relais wieder abgeschaltet und das Ventil geschlossen wird. Sinkt das Flüssigkeitsniveau ab, kommt es zu einem erneuten Öffnen des Ventils, was die Einhaltung bestimmter Grenzen für das Flüssigkeitsniveau ermöglicht. Derartige Einrichtungen sind auch als Überfüllsicherung anwendbar.

Die Schaltungen nach Bild 23 sind in Abhängigkeit von der Dimensionierung in vielfältiger Art einsetzbar. Bleibt in der Schaltung nach Bild 23a nach Zuschalten der Eingangsspannung der Strom über R_P so klein, daß keine Erwärmung des Heißleiters eintritt, kann die Anordnung als Überlastungsschutz, der sowohl bei erhöhter Eingangsspannung als auch bei erhöhter Umgebungstemperatur anspricht, genutzt werden.

Das gleiche Betriebsverhalten zeigt bei entsprechender Dimensionierung die

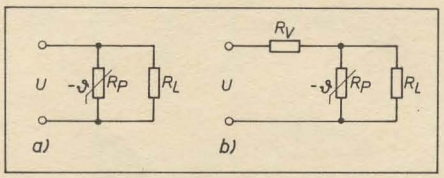


Bild 23: Anwendungsbeispiele zur Ausnutzung des thermischen Gleichgewichts von Heißleitern. a) Überlastungsschutz eines Gerätes; b) Spannungsstabilisierung

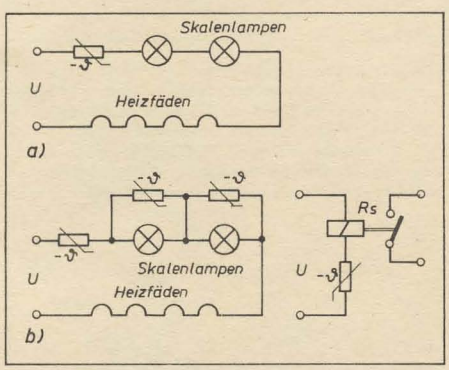


Bild 24: Anwendungsbeispiele zur Ausnutzung des Aufheizvorganges von Heißleitern. a) Strombegrenzung mit Anlaßheißleiter bei Serienheizung; b) Erweiterung der Schaltung nach Bild a durch Überbrückung ausfallender Lampen; c) Anzugsverzögerung für ein elektromagnetisches Relais

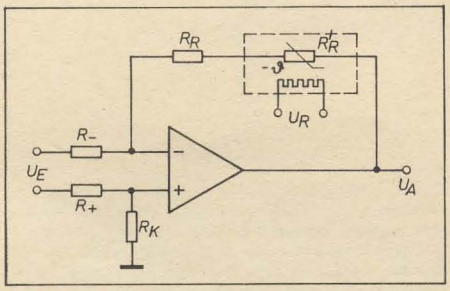


Bild 25: Verstärkungsregelung durch einen indirekt geheizten Heißleiter

Schaltung nach Bild 23b. Derartige Anordnungen können z. B. als Überlastungsschutz für NF-Leistungsverstärker Verwendung finden. Dabei ist R_V der Ausgangswiderstand der steuernden und R_L der Eingangswiderstand der gesteuerten Stufe. Thermischer Kontakt des Heißleiters mit den Endtransistoren verbessert die Wirkung der Schutzeinrichtung. Der Vorteil solcher „Sicherungen" besteht darin, daß sich nach Beseitigung der Störung der normale Betriebszustand von selbst wieder einstellt, ein Auswechseln also nicht erforderlich ist. Dieser Vorteil kommt besonders zum Schutz schwer zugänglicher Anlagen zum Tragen.

Die Schaltung nach Bild 23b ermöglicht die Realisierung einer einfachen Spannungsstabilisierungsschaltung. Als Widerstand R_P ist dabei ein Regelheißleiter oder die Reihenschaltung eines ohmschen Widerstandes und eines Heißleiters einzusetzen. Die resultierende Strom-Spannungskennlinie der Reihenschaltung ist durch geeignete Dimensionierung so festzulegen, daß in einem weiten Strombereich der Spannungsabfall an der Reihenschaltung nahezu konstant bleibt (vgl. Tafel 3 und Bild 20). Eine solche Spannungsstabilisierung mit Heißleitern hat gegenüber derjenigen mit Z-Dioden den Nachteil, daß bei langsam veränderlicher Eingangsspannung in der Größenordnung der thermischen Zeitkonstante der Heißleiteranordnung bzw. noch langsamer der sich ändernde Heißleiterwiderstand Änderungen der Ausgangsspannung verursacht, die bei Z-Diodenanordnungen nur wesentlich schwächer auftreten. Durch geeignete Dimensionierung der Heißleiteranordnung (große thermische Zeitkonstante) läßt sich dieser Nachteil reduzieren. Vorteil der Heißleiteranordnung ist es, daß hohe Frequenzen besser unterdrückt werden, weil in diesem Betriebsfall die Frequenzabhängigkeit des Heißleiterwiderstandes (vgl. Bild 16) positiv zur Wirkung kommt.

In der dritten Gruppe von Anwendungen wird im praktischen Betrieb der Aufheizvorgang von Heißleitern ausgenutzt. Im Bild 24 sind einige typische Anwendungsbeispiele dargestellt. Die Schaltung nach Bild 24a zeigt eine Anordnung zur Begrenzung des Einschaltstromes bei Serienheizungen mit Hilfe eines Anlaßheißleiters. Da sowohl die Heizwendeln als auch die Skalenlampen Kaltleiterverhalten besitzen, würde im Moment des Einschaltens ein hoher Strom fließen (s. Bilder 11 und 12). Der Widerstand des Anlaßheißleiters ist im kalten Zustand relativ groß und begrenzt diesen Strom wirksam (s. Bilder 9 und 10). Der fließende Strom ist jedoch so groß, daß sich der Heißleiter rasch erwärmt. Der verbleibende Spannungsabfall am Heißleiter ist so niedrig, daß ein für die Skalenlampen und die Heizwendeln hinreichender Strom fließt. Diese Begrenzung der Einschaltstromspitze durch einen Anlaßheißleiter hat zugleich den in manchen Anwendungsfällen noch wesentlicheren Vorteil des Schutzes der Kaltleiter. Geht man von einer ungleichmäßigen Erwärmung der Kaltleiter (Heizwendel bzw. Skalenlampe) während des Aufheizvorganges aus, so wird der Kaltleiter, der sich zuerst erwärmt, zuerst einen hohen Widerstand annehmen. An diesem Kaltleiter könnte die Leistung so stark ansteigen, daß er zerstört wird.

Diese Gefahr wird durch die gegenüber Heizwendeln bzw. Skalenlampen wesentlich größere thermische Zeitkonstante des Anlaßheißleiters praktisch ausgeschlossen.

Eine Modifikation der Schaltung nach Bild 24a zeigt Bild 24b. Die zusätzlichen Heißleiter parallel zu den Skalenlampen erhalten im normalen Betrieb nur eine geringe Spannung und erwärmen sich praktisch nicht. Fällt jedoch eine Skalenlampe aus, fließt der gesamte Strom über den parallelgeschalteten Heißleiter, der sich rasch erwärmt und damit den Stromfluß in voller Höhe aufrechterhält. Diese einfache Lampenausfallsicherung gewährleistet den störungsfreien Betrieb des Gerätes bei Lampenausfall; sie ist auch vielfältig in anderen Einrichtungen einsetzbar.
Heißleiter lassen sich vorteilhaft zur Verzögerung von Schaltvorgängen und Anlaßheißleiter insbesondere bei elektromagnetischen Einrichtungen einsetzen. Die Schaltung nach Bild 24c zeigt als Beispiel dafür eine einfache Anzugsverzögerung für ein elektromagnetisches Relais. Nach dem Zuschalten der Spannung fließt zunächst nur ein niedriger Strom. Hat sich infolgedessen der Heißleiter aufgeheizt, wird er niederohmig, und der Strom steigt, wodurch das Relais schließlich anzieht. Nach dem Abschalten muß sich der Heißleiter abkühlen, damit bei erneutem Zuschalten wieder eine Anzugsverzögerung erfolgt. Natürlich kann diese Schaltung auch anderweitig genutzt werden. Als Beispiel dafür sei die Strömungsüberwachung genannt. Es kommt dann nur zu einem Anschalten des Relais, wenn die Strömung und damit die Kühlung des Heißleiters ausfällt.

In der vierten Gruppe von Anwendungen kommen indirekt geheizte Heißleiter zum Einsatz. Einer der wesentlichen Vorteile dieser Elemente ist die galvanische Trennung zwischen Heizwendel und Heißleiter. So kann z. B. entsprechend Bild 25 die Verstärkung eines invertierenden Verstärkers durch Einbau eines indirekt geheizten Heißleiters in die Rückführung in Abhängigkeit von der Spannung U_R an der Heizwendel verändert werden. Derartige Anordnungen zur Verstärkungsregelung sind in der Trägerfrequenztechnik weit verbreitet.

Eine weitere Möglichkeit des Einsatzes indirekt geheizter Heißleiter ist die Kompensation des Einflusses der Umgebungstemperatur auf die Anzeige z. B. von analogen Strömungsmessern. Man geht dabei zweckmäßig von der Schaltung nach Bild 21c aus, die sowohl zum Erfassen der Umgebungstemperatur als auch der Strömungsgeschwindigkeit genutzt werden kann. Schaltet man in der Anordnung zur Erfassung der Strömungsgeschwindigkeit anstelle der ohmschen Widerstände R_1 und R_4 indirekt geheizte Heißleiter (der Stromfluß in den in Reihe geschalteten Heizwendeln wird vom Ausgangssignal der Meßeinrichtung für die Umgebungstemperatur bestimmt) in die Meßbrücke, so ist analog zu Bild 22c eine Kompensation des Einflusses der Umgebungstemperatur auf die analoge Anzeige der Strömungsgeschwindigkeit zu erzielen.

Die Ausführungen zu den Anwendungsmöglichkeiten von Heißleitern orientierten sich an typischen Beispielen ohne Anspruch auf Vollständigkeit. Die Möglichkeiten des Einsatzes elektrischer Verstärker bzw. von elektrischen Rückführungen im Zusammenhang mit Heißleiterschaltungen blieb weitgehend unberücksichtigt, weil sich daraus keine prinzipiell neuen Gesichtspunkte für die Anwendung von Heißleitern ergeben. Der interessierte Leser findet trotzdem vielfältige Anregungen zum Einsatz dieser Bauelemente.

Literatur

[1] Rint, C.: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker. Band 1. München und Heidelberg: Verlag Hüthig & Pflaum 1978
[2] Höft, H.: Passive elektronische Bauelemente. Berlin: VEB Verlag Technik 1977
[3] Bergtold, F.: Photo-, Kalt- und Heißleiter sowie VDR. München: Richard Pflaum Verlag 1968
[4] Hahn, R.: Thermistoren. Hamburg und Berlin: R. v. Decker's Verlag G. Schenk 1955
[5] Keramische Halbleiterwiderstände. Firmenschrift VEB Keramische Werke Hermsdorf 1967
[6] Berger, K. H.: Dimensionierung von Heißleiterschaltungen. radio fernsehen elektronik 23 (1974) H. 3, S. 99–102
[7] Hirschmann, W.; Schmid, A.: Temperaturregler mit Thernewiden und Silizium-Transistoren. Siemens Technische Mitteilung Nr. 2-6300-129
[8] McCann, M. R.: Calculation of V-I-Curves for N.T.C. Thermistors. Electronic Engineering 39 (1967) H. 6, S. 346–351, 426–428
[9] Graichen, G.: Theorie, Kennwerte und Anwendung keramischer Kaltleiter. radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 5, S. 311–314
[10] Graichen, G.; Graichen, H.: Der Fotowiderstand – Theorie, Kennwerte, Anwendung. radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 10, S. 658–661
[11] Temperaturmeßglied mit Operationsverstärker. radio fernsehen elektronik 21 (1972) H. 15, S. 480
[12] Zweipunkt-Temperaturregler. radio fernsehen elektronik 22 (1973) H. 16, S. 533

Wir lernten kennen

Uhrenschaltkreis CM 202

Die Veröffentlichung des folgenden Berichtes verfolgt zwei Aspekte: Betriebserfahrungen zu einem im RGW verfügbaren LSI-Schaltkreis zu geben und Anregungen für den Bau einer Tischweckuhr mit einem derartigen oder ähnlichen Schaltkreis zu vermitteln.

Wenn ein einziger LSI-Schaltkreis funktionsbestimmendes Bauelement eines Gerätes ist, erscheint es angebracht, auch einmal an dieser Stelle über Erfahrungen damit zu berichten. In [1] wurde der Uhrenschaltkreis CM 202 aus dem Institut für Mikroelektronik Sofia vorgestellt, eine neue Version des bereits in [2] beschriebenen Typs. Auf der Basis der Beschreibung in [1] entstand die vorgestellte netzbetriebene Tischweckuhr mit Gangreserve.

Stromlaufplan

Aus Gründen der besseren Übersicht wurde im Bild 1 auf der Ausgabeseite eine vereinfachte Darstellung gewählt. Die vielstellige Anzeigeeinheit aus 4 × VQB 71 wird stellen- und segmentweise getrennt angesteuert. Entsprechend Bild 2 hat der Schaltkreis jedoch bei den Zehnerminuten für die Segmente A und D und bei den Zehnerstunden sogar für die Segmente A, D, E und G parallel nur einen Ausgang. Diese anschlußsparende Schaltungsart erwies sich für eine gleichmäßige Ausleuchtung aller Segmente (und vergleichsweise auch aller Stellen) als unzureichend. Von der Auslegung des Schaltkreises her (der Strom für die Anzeigen läßt sich am Schaltkreis beeinflussen) wären prinzipiell keine Vorwiderstände erforderlich. Die eben geschilderte Erscheinung zwang dennoch dazu, jedem Segment einen Vorwiderstand zuzuordnen. Seine Größe hängt von mehreren Faktoren ab. Obere Grenze ist die zulässige Kanalbelastung der Ausgangstransistoren im Schaltkreis. Die eingestellte Helligkeit ist als Kompromiß von Tag- und Nachtbetrieb anzusehen. Mit etwa 5 mA Segmentstrom ergaben sich brauchbare Verhältnisse. Die von den Betriebsspannungen und vom Schaltkreisexemplar abhängigen Kanalwiderstände nehmen in der vorliegenden Auslegung einen wesentlichen Teil des gesamten wirksamen Vorwiderstandes je Segment in Anspruch (vgl. Bild 5 in [1]). 560 Ω vor dem Einzelsegment und je 150 Ω vor jedem der vier parallelgeschalteten Segmente müssen daher bei anderen Exemplaren und Betriebsbedingungen nicht wie im vorliegenden Fall optimal sein.
Ein gewisser Vorteil dieser Einzelansteuerung liegt auch darin, daß Helligkeitsunterschiede einzelner Segmente, wie sie beim Amateurtyp der VQB 71 auftreten können, leichter durch Variieren der Widerstandswerte zu beseitigen sind. Individuell einzustellen waren auch die Dezimalpunkte hinter den Einerstunden (für das Sekunden-Blinksignal benutzt) und hinter den Einerminuten (mit dem Weckbereitschaftsschalter gekoppelt zur Anzeige, wenn der Weckteil eingeschaltet ist).
Eingangsseitig benötigt der CM 202 einen Quarz ($f_0 = 32\,768$ Hz), der zweipolig zwischen Eingang und Ausgang des MOS-Inverters zu schalten ist. Zur Verfügung stand ein vierpoliger NARVA-Quarz im Glasgehäuse. Die Sollfrequenz ergab sich bei der im Bild 1 dargestellten Schaltungsart. Die Kontrolle der Sollfrequenz läßt sich über

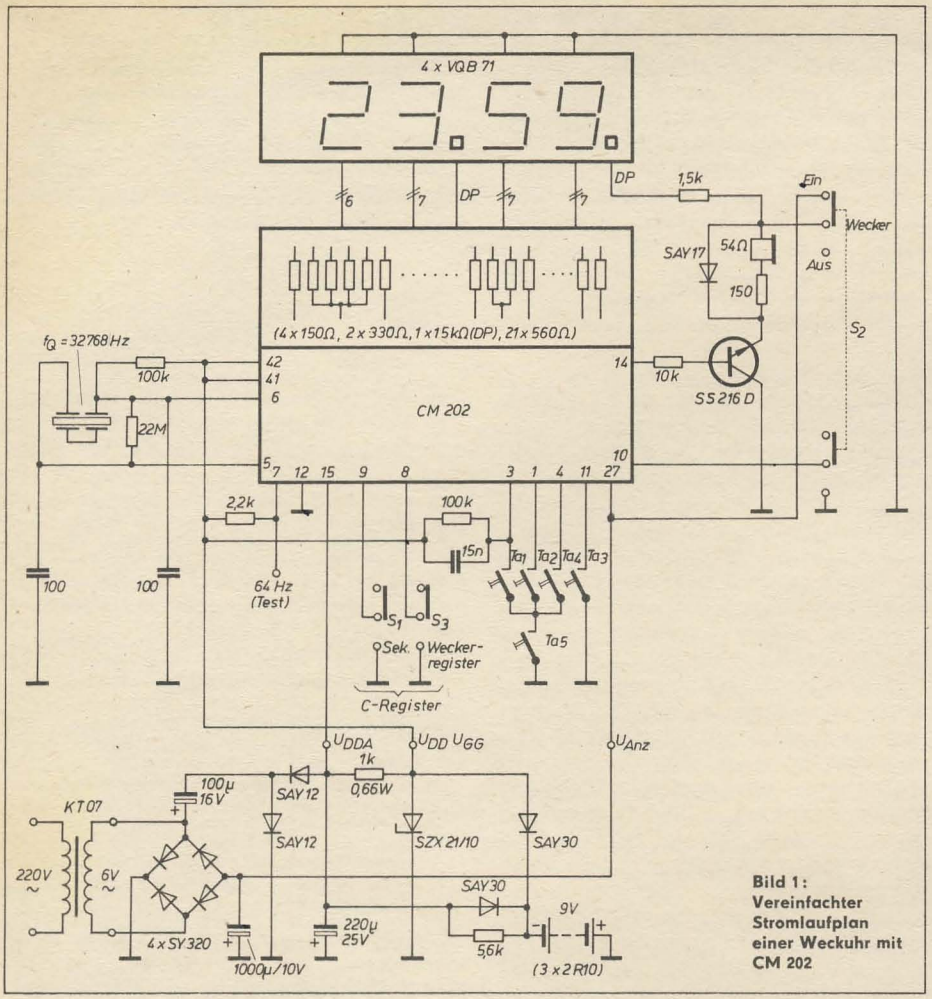


Bild 1: Vereinfachter Stromlaufplan einer Weckuhr mit CM 202

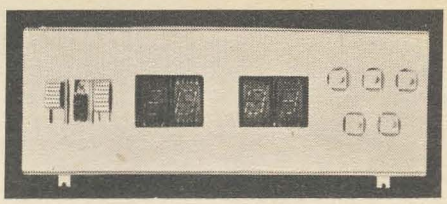


Bild 3: Ansicht des Mustergerätes

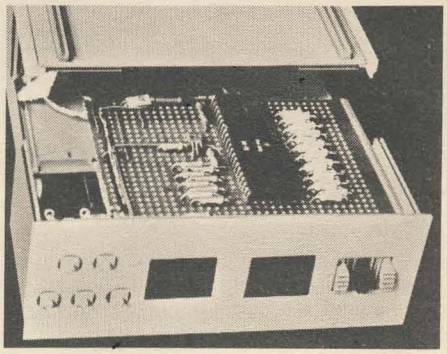
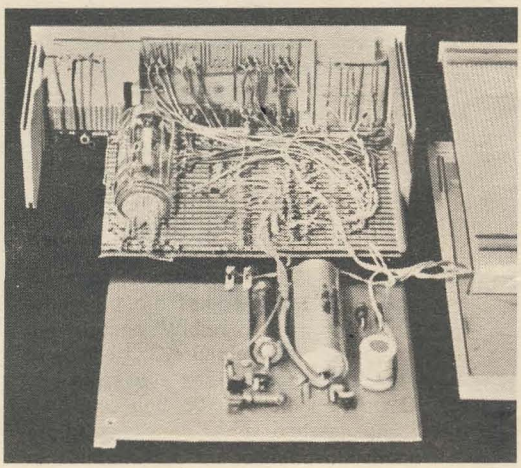


Bild 4: Inneres des Mustergerätes



den 64-Hz-Ausgang belastungsfrei durchführen; der Frequenzmesser wird dazu auf Periodendauermessung geschaltet (τ_{soll} = 15,625 ms). Von den beiden zum Weckzeitpunkt (Register A = Register B) aktivierten Ausgängen für Wecksignal und Relais wurde aus Platz- und Bedarfsgründen nur der tonfrequente Weckausgang benutzt (1 024 Hz, im 0,5-s-Rhythmus unterbrochen).

Ein externer Transistor sorgt für die Ansteuerung einer 54-Ω-Telefonhörkapsel, die ein Wecksignal gut hörbarer Lautstärke abgibt. Es erwies sich sogar als sinnvoll, einen zusätzlichen Reihenwiderstand vorzusehen.

Der CM 202 benötigt mehrere Betriebsspannungen: U_{DD} und U_{GG} (sie können, wenn wie im vorliegenden Fall auf eine Helligkeitssteuerung verzichtet wird, verbunden werden); U_{DDA} und U_{Anz}. Dennoch sollte der Netzteil möglichst wenig aufwendig bleiben. Der Gesamtleistungsbedarf einschließlich Anzeige gestattete den Einsatz eines 0,5-A-Klingeltransformators (KT 07). Die Verarbeitung zu den drei internen Gleichspannungen wird in der Uhr selbst vorgenommen. Dabei entsteht in einer Verdopplerschaltung U_{DDA} (unstabilisiert); von ihr werden über eine Z-Diodenstabilisierung U_{DD} und U_{GG} abgeleitet. Die Anzeigespannung wird aus einem Brückengleichrichter ohne Verdopplung gewonnen.

Eine netzbetriebene Uhr benötigt einen Schutz gegen kurzzeitige Netzausfälle. Auch ein gelegentlicher Ortswechsel sollte möglich sein, ohne daß die Register gelöscht werden. Aufwendigen Lösungen wurde eine Bereitschaftsbatterie aus sechs

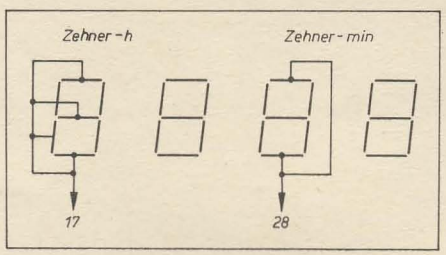


Bild 2: Kombinierte Segmentausgabe bei Zehnerstunden und -minuten ergibt Probleme für gleichmäßige Helligkeit der Anzeigen

Elementen R 10 vorgezogen, die im hinteren Teil der Uhr untergebracht wurden. Das Mustergerät belastete diese Zellen im Lastfall mit etwa 4 mA. Eine Gangreserve von wenigstens 50 Stunden ist damit sichergestellt. Zur ständigen „Auffrischung" erhalten die Zellen einen kleinen Strom in der Größenordnung von 1 mA. Das führte allerdings dazu, daß sich nach kurzer Zeit eine Zellenspannung von mehr als 1,8 V einstellte. Langzeiterfahrungen zum Verhalten der Batterie unter solchen Bedingungen liegen noch nicht vor. Für kurzzeitige Netztrennung ist eine etwas höhere Batteriespannung auf jeden Fall willkommen, da 9 V Nennspannung nur etwa 1,5 V über der am Muster ermittelten Mindestbetriebsspannung für das Weiterlaufen der Uhr liegen. Eine Anzeige ist während dieser Zeit allerdings nicht möglich.

Aufbau

Das Mustergerät wurde in ein Gehäuse aus Teilen von „Amateur-Elektronik" eingebaut (Bild 3; Außenmaße 43 mm mal 119 mm × 102 mm). Der mit der Frontplatte und mit den beiden vorderen Seitenwandsegmenten verbundene Schaltungsaufbau besteht aus zwei Leiterplatten in „Sandwich"-Anordnung. Senkrecht dazu liegt als vorderer Abschluß das Display. Es erwies sich als rationell, für ein solches Einzelmuster kein spezielles Leiterbild zu entwerfen. Der Schaltkreis mit seinen 42 Anschlüssen, die Segmentwiderstände, Quarz und Weckschaltung wurden auf einer passend unterbrochenen Streifenleiterplatte untergebracht. Für den Netzteil entstand eine einfache Ritzleiterplatte. Diese kann durch Lösen von zwei Schrauben nach hinten abgeklappt werden (Bild 4). Eine Punkt-zu-Punkt-Verdrahtung mit mehrfarbigem dünnem Schaltdraht (∅ 0,3 mm) anhand einer in den gleichen Farben gehaltenen Zuordnungsskizze ergab fehlerfreie Verbindungen zwischen den Lötinseln der Widerstände und denen der Anzeigeelemente. Auf besondere Schutzmaßnahmen konnte trotz MOS-Technik verzichtet werden.

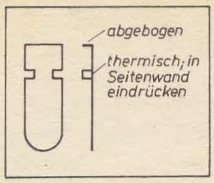


Bild 5: Batterieanschlüsse

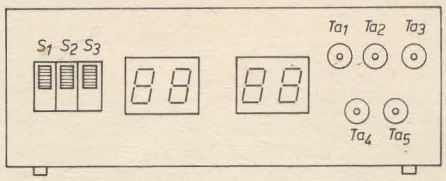


Bild 6: Frontseite, Lage der Bedienteile

Für den Quarz bilden 1-mm-Röhrchenkontakte aus einem demontierten Mehrfachsteckverbinder eine brauchbare Fassung. Er liegt dadurch parallel zu den beiden Leiterplatten und zwischen ihnen. Die Hörkapsel wurde seitlich im Gehäuse befestigt (thermisch eingedrückte Drähte).
Die sechs R10-Zellen liegen in zwei Reihen in einer mit einer Plastplatte nach vorn abgeteilten Kammer, die die gesamte Rückseite des auf zwei Kufen stehenden Gehäuses einnimmt. Sie sind durch einen Papierstreifen voneinander isoliert. Die Kontakte bestehen aus Flachbandanschlüssen ausgedienter 3R12-Batterien. Bild 5 zeigt ihre Gestaltung.
Der Netzanschluß (Leitung zum 6-V-Klingeltransformator) befindet sich an der Gehäuseunterseite und wurde buchsenartig mit den schon beim Quarz verwendeten Anschlußelementen realisiert. Zwei dieser Röhrchen wurden in ein flaches, mit passenden Bohrungen versehenes Polystyrolstück eingepaßt und mit Isolierschlauch überzogen. Die 1-mm-Gegenstecker befinden sich am Gehäuseboden. Die Gestaltung der Frontseite und die Lage der einzelnen Bedienteile zeigt Bild 6.

Betriebserfahrungen

Das Display läßt sich in folgenden Zuständen betreiben:

- Normalzeit (Stunden, Minuten): dazu liegen S_1 und S_3 oben
- Sekunden und Minuten (Stoppuhreffekt): dazu wird S_1 nach unten geschaltet
- Weckspeicheranzeige (Stunden, Minuten): dazu wird S_3 nach unten geschaltet
- Anzeige C-Register-Inhalt (Minuten): dazu werden S_1 und S_3 nach unten geschaltet.

Die Tasten auf der rechten Seite haben folgende Funktionen:

- Aktivierungstaste Ta_5: Sie stellt einen Schutz gegen zufälliges Verstellen der Uhr dar. Sie liegt in Reihe zu Ta_1, Ta_2 und Ta_4 an Masse
- Langsamstellen mit Ta_1 (und Ta_5 gleichzeitig): Echt- und Weckzeit (je nach Stellung von S_3) lassen sich minutengenau einstellen
- Schnellstellen mit Ta_2 (und Ta_5 gleichzeitig): Mit dieser Taste stellt man Echt- oder Weckzeit etwa eine halbe Stunde vor den wahren Zeitpunkt. Die hohe Stellgeschwindigkeit legt es nahe, danach auf Ta_1 überzugehen
- Anhalten bei S_1 unten mit Ta_1 (oder Ta_2) und Ta_5: kurzes Loslassen setzt Sekunden auf 00 zurück, sofort erneutes Drücken hält Uhr gestoppt, bis voreingestellte Zeit erreicht ist
- Reset mit Ta_4 (und Ta_5): Die Uhr wird auf 0000 zurückgestellt, das C-Register erhält den Wert 59
- Schlummer-Taste Ta_3: Sofern das C-Register nicht auf einem glatten Zehnerwert stand, kann bei erstmaligem Wecken durch diese Taste sofort gelöscht werden. Nach einer vom C-Registerstand abhängigen Schlummer-Zeit bis zum nächsten Zehnerwert des C-Registers ertönt das Signal erneut. Es kann dann (oder schon erstmals, wenn ein voller Zehner im C-Register stand) erst nach einer Minute wieder gelöscht werden. Allerdings kann mit S_2 auch sofort abgeschaltet werden. Unterhalb von 10 Minuten im C-Register wird nicht mehr geweckt. Das C-Register läßt sich neu beeinflussen (im Sinne von Rückwärtszählen), wenn S_2 vorher (auch kurz) abgeschaltet wurde. Das Verstellen des C-Registers ist dann bei S_1 und S_3 in unterer Stellung über Ta_1 (oder Ta_2) in Verbindung mit Ta_5 möglich.

Der Umgang mit dem C-Register erfordert einige Übung. Danach stellten uns jedoch die gegebenen Variationsmöglichkeiten recht zufrieden.
Nicht ganz befriedigen konnte dagegen zunächst die Eingabe „Langsamstellen" über Ta_1 (mit Ta_5). Hier machten sich starke Prellerscheinungen bemerkbar. Vor allem beim Loslassen sprang die Minutenanzeige beträchtlich weiter. Erst die Verbindung dieses Eingangs mit U_{DD} über etwa 100 kΩ und außerdem ein diesem Widerstand parallelgeschalteter Keramikkondensator (15 nF) führten zu einer sauberen Einstellmöglichkeit.

Gesamturteil

Der CM 202 stellt mit 42 Anschlüssen als erstes das Problem einer geeigneten Versuchsfassung. Brauchbares Vorhandenes endet bei 40 Verbindungen.
Die Notwendigkeit, bei LED-Anzeigen mit Vorwiderständen einen Helligkeitsabgleich durchführen zu müssen, ist als begrenzter Nachteil anzusehen. Der Eigenbedarf des Schaltkreises liegt mit einigen Milliampere in einer Größenordnung, die von vornherein die Anwendung selbstleuchtender Anzeigen nahelegte. In einer Zeit zunehmender Verbreitung von CMOS-Uhrenschaltkreisen mit LCD-Display behält eine solche Uhrenkonzeption dennoch vorerst noch einige Berechtigung. Sie ergibt sich wohl vor allem aus der guten Erkennbarkeit während der Nacht. Erst mit Leuchtfolie hinterlegte LCD-Anzeigen dürften damit die weitere Berechtigung derartiger Uhren in Frage stellen.

Literatur

[1] Bogoev, G.; Toukov, A.; Savov, G.: Uhrenschaltkreis CM 202. radio fernsehen elektronik 29 (1980) H. 10, S. 631–633
[2] Bogoev, T.: Integrierte MOS. Schaltungen für elektronische Uhren. radio fernsehen elektronik 28 (1979) H. 8, S. 488–490

BESTELLSCHEIN

Die aufgeführten Bücher können Sie mit diesem Bestellschein im Inland beim örtlichen Buchhandel bestellen.

Expl.

Einführung in die Meßtechnik
Hoch- und Fachschulliteratur
H. Hart
3., unveränderte Auflage, 432 Seiten, 366 Bilder, 90 Tafeln
Leinen 27,– Mark
Bestellnummer 552 743 9 _____

Niedertemperaturheizungen
Reihe Luft- und Kältetechnik
G. Kraft
1. Auflage, 116 Seiten, 96 Bilder, 21 Tafeln
Pappband 15,– Mark
Bestellnummer 552 824 7 _____

Polygrafie
TECHNIK-WÖRTERBUCH
englisch–deutsch–französisch–russisch–spanisch–polnisch–ungarisch–slowakisch mit etwa 14 000 Fachbegriffen
W. Müller
1. Auflage, 1020 Seiten
Kunstleder 90,– Mark
Bestellnummer 552 758 6 _____

Handbuch Industrieprojektierung
H.-J. Papke
1. Auflage, 576 Seiten, 2152 Bilder, 512 Tafeln
Leinen 98,– Mark
Bestellnummer 552 688 2 _____

Physik
Elektrizität und Magnetismus
Hochschulliteratur
A. Recknagel
12., bearbeitete Auflage, 380 Seiten, zahlreiche Bilder und Tafeln
Kunstleder 18,– Mark
Bestellnummer 552 834 0 _____

Darüber hinaus können Sie alle in diesem Heft angezeigten und rezensierten Bücher aus dem VEB Verlag Technik ebenfalls mit diesem Vordruck bestellen.

_____
_____
_____
_____
_____
Name, Vorname
_____
Postleitzahl, Wohnort
_____
Straße, Hausnummer
_____
Datum, Unterschrift

Sinusgenerator für tiefe Frequenzen

Dipl.-Ing. GÜNTER DEUTSCHMANN

Der PROM U 552 D des VEB Funkwerk Erfurt eignet sich in Verbindung mit einem D-A-Wandler zum Aufbau eines synthetisierenden Sinusgenerators, der die Sinuskurve durch eine Treppenkurve annähert. Das Prinzip ist besonders bei tiefen Frequenzen vorteilhaft, da eine Begrenzung des Frequenzbereiches nach unten nicht besteht und keine Einschwingvorgänge beim Frequenzwechsel auftreten.

Die Erzeugung von Sinusspannungen mit rückgekoppelten selektiven Verstärkern (z. B. Wienbrückengenerator) wird nach tiefen Frequenzen hin zunehmend problematisch, da die Einschwingvorgänge beim Einschalten bzw. beim Frequenzwechsel unzulässig lang werden. In diesem Frequenzbereich ist es deshalb vorteilhaft, die Sinuskurve zu synthetisieren.

Eine Möglichkeit dazu bietet die Annäherung der Sinuskurve durch eine Treppenkurve. Kernstücke dieses Verfahrens sind ein Halbleiterspeicher, aus dem die einzelnen Stützwerte der Kurve in digitaler Form nacheinander ausgelesen werden, und ein D-A-Wandler, der diese digitalen Werte in die analoge Form umsetzt.

Als Halbleiterspeicher sind besonders PROMs geeignet, die vom Anwender individuell programmiert werden können. Die nachfolgend beschriebene Schaltung eines Sinusgenerators benutzt den PROM U 552 D aus dem VEB Funkwerk Erfurt.

Schaltungsprinzip

Bild 1 zeigt schematisch den Aufbau der einfachen Schaltung. Der von einem Taktgenerator angesteuerte Zähler läuft kontinuierlich um und ruft nacheinander alle Eingangsadressen des PROM auf. Jeder Eingangsadresse ist ein 8-Bit-Speicherwort zugeordnet, das an den Ausgängen des PROM zur Verfügung steht und den Spannungswert der jeweiligen Treppenstufe in digitaler Form repräsentiert. Die Ausgänge des PROMs sind mit einem D-A-Wandler verbunden, an dessen Ausgang die synthetisierte Sinuskurve entsteht.

Mit acht Bit lassen sich grundsätzlich

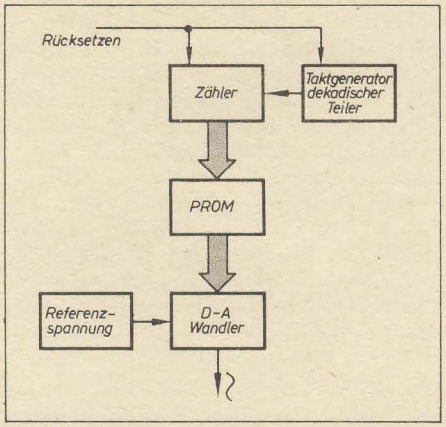


Bild 1: Prinzipschaltbild des Sinusgenerators

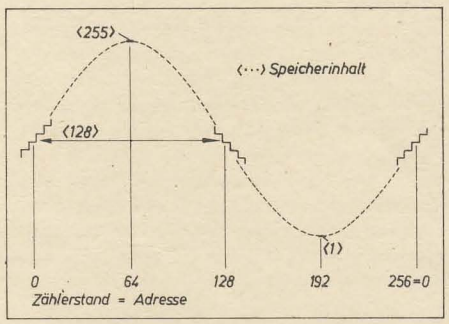


Bild 2: Synthetisierungsprinzip der Sinuskurve und Zuordnung des Speicherinhaltes zur Adresse (in dezimaler Schreibweise)

$2^8 = 256$ diskrete Stufen realisieren. Die Zuordnung des Speicherinhaltes zu den Speicheradressen (= Zählerstand) ist dem Bild 2 prinzipiell zu entnehmen. Von den verfügbaren 256 Treppenstufen werden nur 255 zum Aufbau der Sinuskurve benutzt, da die Kurve bei Null symmetrisch sein soll. Die vollständige Programmiervorschrift für die Sinuskurve ist in hexadezimaler Form in der Tafel 1 angegeben.

Dem Bild 2 ist weiterhin zu entnehmen, daß sich eine vollständige Periode aus $2^8 = 256$ Taktzeiten aufbaut. Daraus ergibt sich der Zusammenhang zwischen der Frequenz der synthetisierten Sinusspannung und der Taktfrequenz f_T:

$$f = \frac{f_T}{256}$$

Realisierte Schaltung

Der PROM U 552 D hat die Organisation 256 × 8 bit, das bedeutet 256 Adressen (acht Eingänge) und acht Ausgänge. Zur Adressenauswahl wird ein 8-Bit-Zähler benötigt, der aus zwei in Reihe geschalteten D 193 besteht. Bild 3 zeigt die Zusammenschaltung von Zähler und PROM.

Zur Erzeugung der Taktfrequenz bieten sich unterschiedliche, vom Verwendungszweck bestimmte Möglichkeiten an. Hier wurde ein durchstimmbarer Taktgenerator mit einem Variationsbereich ≧ 10:1 und eine Kette nachgeschalteter dekadischer Teilerstufen gewählt. Durch diese Schaltung ist eine absolute Übereinstimmung bezüglich der Skalenwerte in den einzelnen Dekaden gewährleistet, im Gegensatz zu einer ebenfalls möglichen Umschaltung der Zeitkonstanten am Taktgenerator selbst. Ein weiterer Vorteil ist, daß das Problem großer Kondensatoren für sehr niedrige Frequenzen entfällt.

Tafel 1: Vollständige Programmiervorschrift für die Sinuskurve in hexadezimaler Form

Adr.		Adr.		Adr.		Adr.		Adr.		Adr.		Adr.		Adr.		Adr.		Adr.	
00	80	1A	CC	34	FA	4E	F8	68	C7	82	7A	9C	2F	B6	05	D0	0B	EA	3F
01	83	1B	CE	35	FA	4F	F6	69	C4	83	77	9D	2D	B7	04	D1	0C	EB	41
02	86	1C	D1	36	FB	50	F5	6A	C1	84	74	9E	2B	B8	03	D2	0D	EC	44
03	89	1D	D3	37	FC	51	F4	6B	BF	85	70	9F	28	B9	03	D3	0F	ED	47
04	8C	1E	D5	38	FD	52	F3	6C	BC	86	6D	A0	26	BA	02	D4	10	EE	4A
05	90	1F	D8	39	FD	53	F1	6D	B9	87	6A	A1	24	BB	02	D5	11	EF	4D
06	93	20	DA	3A	FE	54	F0	6E	B6	88	67	A2	22	BC	02	D6	13	F0	4F
07	96	21	DC	3B	FE	55	EF	6F	B3	89	64	A3	20	BD	01	D7	15	F1	52
08	99	22	DE	3C	FE	56	ED	70	B1	8A	61	A4	1E	BE	01	D8	16	F2	55
09	9C	23	E0	3D	FF	57	EB	71	AE	8B	5E	A5	1C	BF	01	D9	18	F3	58
0A	9F	24	E2	3E	FF	58	EA	72	AB	8C	5B	A6	1A	C0	01	DA	1A	F4	5B
0B	A2	25	E4	3F	FF	59	E8	73	A8	8D	58	A7	18	C1	01	DB	1C	F5	5E
0C	A5	26	E6	40	FF	5A	E6	74	A5	8E	55	A8	16	C2	01	DC	1E	F6	61
0D	A8	27	E8	41	FF	5B	E4	75	A2	8F	52	A9	15	C3	01	DD	20	F7	64
0E	AB	28	EA	42	FF	5C	E2	76	9F	90	4F	AA	13	C4	02	DE	22	F8	67
0F	AE	29	EB	43	FF	5D	E0	77	9C	91	4D	AB	11	C5	02	DF	24	F9	6A
10	B1	2A	ED	44	FE	5E	DE	78	99	92	4A	AC	10	C6	02	E0	26	FA	6D
11	B3	2B	EF	45	FE	5F	DC	79	96	93	47	AD	0F	C7	03	E1	28	FB	70
12	B6	2C	F0	46	FE	60	DA	7A	93	94	44	AE	0D	C8	03	E2	2B	FC	74
13	B9	2D	F1	47	FD	61	D8	7B	90	95	41	AF	0C	C9	04	E3	2D	FD	77
14	BC	2E	F3	48	FD	62	D5	7C	8C	96	3F	B0	0B	CA	05	E4	2F	FE	7A
15	BF	2F	F4	49	FC	63	D3	7D	89	97	3C	B1	0A	CB	06	E5	32	FF	7D
16	C1	30	F5	4A	FB	64	D1	7E	86	98	39	B2	08	CC	06	E6	34		
17	C4	31	F6	4B	FA	65	CE	7F	83	99	37	B3	07	CD	07	E7	37		
18	C7	32	F8	4C	FA	66	CC	80	80	9A	34	B4	06	CE	08	E8	39		
19	C9	33	F9	4D	F9	67	C9	81	7D	9B	32	B5	06	CF	0A	E9	3C		

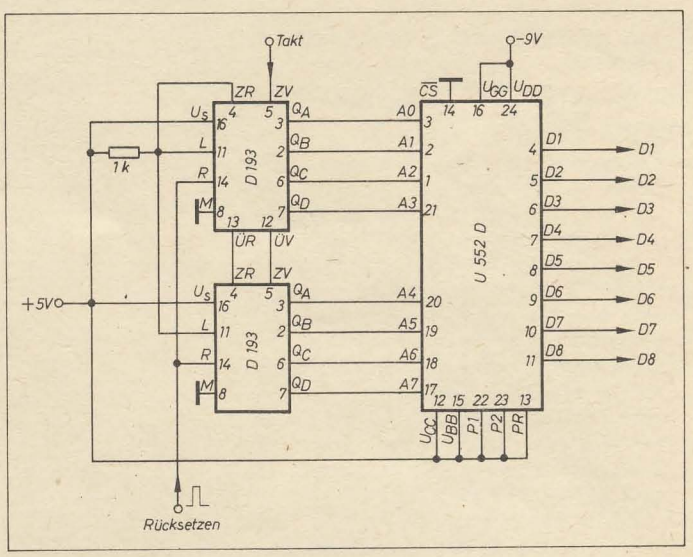


Bild 3: Zusammenschaltung des Zählers mit dem PROM

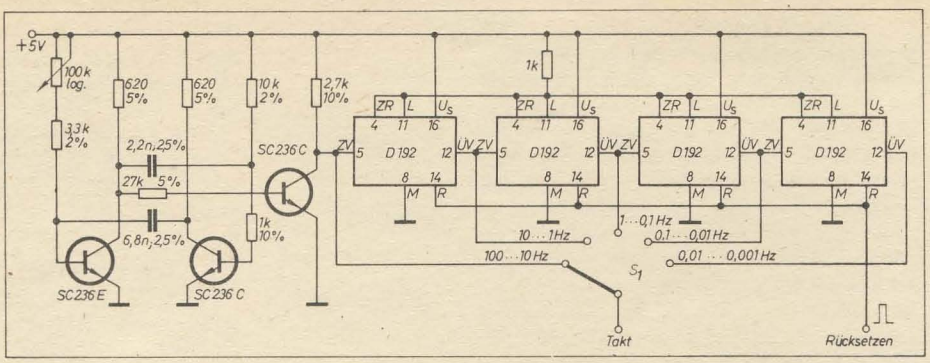


Bild 4: Takterzeugung. Die am Schalter S_1 angegebenen Frequenzbereiche beziehen sich auf die Sinusspannung

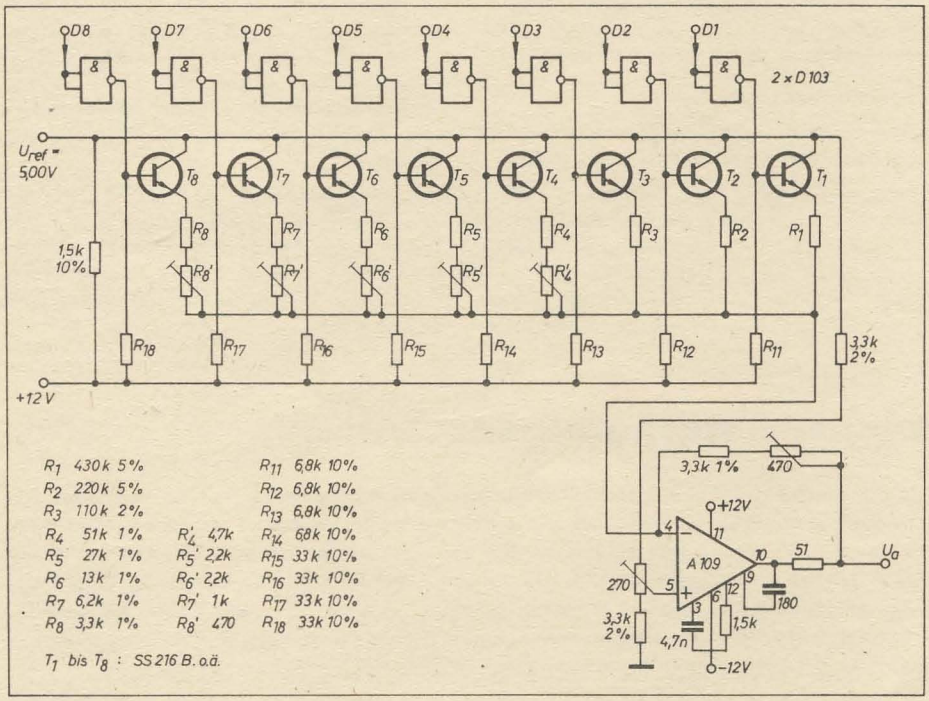


Bild 5: D-A-Wandler

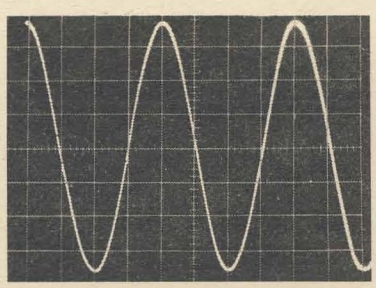
Einige weitere, für bestimmte Anwendungen günstige Varianten seien angedeutet:

- Quarzstabilisierung der Taktfrequenz
- digitale Einstellung der Periodendauer, wobei von einer stabilen Taktfrequenz ausgegangen und die Einstellung durch Veränderung der Zählweite der dekadischen Teiler vorgenommen wird. Die Genauigkeit der Ausgangsfrequenz hängt dabei nur von der Stabilität der Taktfrequenz ab
- gleitende oder sprunghaft umschaltbare Frequenz, z. B. zu Wobbelzwecken. Die statische Synthetisierung der Kurve ist dafür besonders vorteilhaft, da keine Einschwingvorgänge auftreten, also auch größere Frequenzsprünge oder Durchstimmsteilheiten ohne weiteres realisierbar sind.

Der diskret aufgebaute Taktgenerator mit nachgeschaltetem dekadischen Teiler ist im Bild 4 dargestellt. Die höchste Frequenzdekade der Sinusspannung umfaßt den Bereich 10...100 Hz. Daraus ergibt sich die Forderung an den Taktgenerator, daß er zwischen 2 560 Hz und 25 600 Hz durchstimmbar sein muß, wobei an beiden Enden des Bereiches ausreichende Reserven vorgesehen werden sollten, um Toleranzen abzufangen.

Der Taktgenerator wurde entsprechend diesen Forderungen dimensioniert. Mit den angegebenen vier nachgeschalteten Teilerstufen wird ein gesamter Frequenzbereich von 0,001...100 Hz überstrichen. Falls tiefere Frequenzen erforderlich sind, ist eine Erweiterung der Teilerkette unbegrenzt möglich.

a



b

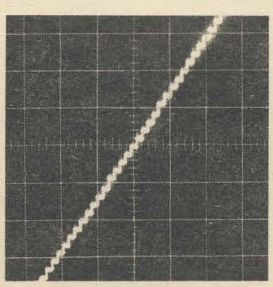


Bild 7:
a) Synthetisierte Sinusspannung am Ausgang des D-A-Wandlers;
b) positiver Nulldurchgang

D-A-Wandler

Bild 5 zeigt die Gesamtschaltung eines diskret aufgebauten 8-Bit-Wandlers. Auf die nähere Funktionsweise soll in diesem Artikel nicht weiter eingegangen werden, jedoch ist, um die bei 8 bit Auflösung erforderliche Genauigkeit zu erreichen, ein sorgfältiger Abgleich durchzuführen, der nachfolgend beschrieben wird.

Der PROM sollte sicherheitshalber erst nach erfolgtem Abgleich in die Fassung gegeben werden.

Abgleich des Widerstandsnetzwerkes

Zum Abgleich des Widerstandsnetzwerkes wird die Schaltung vorübergehend so verändert, wie es im Bild 6 dargestellt wurde: Parallel zu R_1 wird ein Widerstand $R_0 = 430\ k\Omega$, 5 % geschaltet. Die Verbindung des 270-Ω-Einstellers zum Operationsverstärker wird aufgetrennt. Dafür wird an den nichtinvertierenden Eingang 5 des Operationsverstärkers eine Spannungsquelle geschaltet, die im Bereich von etwa 0,3...3 V möglichst konstant und fein einstellbar sein soll. An den Ausgang des Operationsverstärkers wird ein Digitalvoltmeter mit einer Auflösung von 1 mV angeschlossen.

Der Abgleich der Widerstände R_1' bis R_8' wird dann nach der Vorschrift in Tafel 2 nacheinander durchgeführt. Die angegebene Eingangsbelegung kann realisiert werden, indem die mit H bezeichneten Eingänge offengelassen und die mit L bezeichneten Eingänge mit Masse verbunden werden.

Damit ist der Abgleich des Widerstandsnetzwerkes beendet. Die vorübergehenden Veränderungen werden nun rückgängig gemacht und der Zustand nach Bild 5 wieder hergestellt.

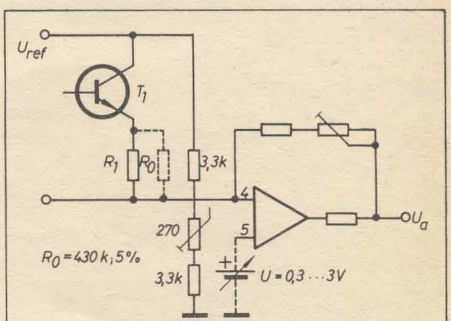


Bild 6: Zum Abgleich des D-A-Wandlers vorzunehmende Änderungen gegenüber Bild 5

Tafel 2: Abgleichvorschrift für die Widerstände R_1' bis R_8'

	Eingangsbelegung								Ausgangsspannung U_a auf 0 ∓ mV abgleichen
	D8	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	
1.	H	H	H	H	H	L	L	L	mit Spannungsquelle
2.	H	H	H	H	L	H	H	H	mit R_1'
3.	H	H	H	H	L	L	L	L	mit Spannungsquelle
4.	H	H	H	L	H	H	H	H	mit R_5'
5.	H	H	H	L	L	L	L	L	mit Spannungsquelle
6.	H	H	L	H	H	H	H	H	mit R_6'
7.	H	H	L	L	L	L	L	L	mit Spannungsquelle
8.	H	L	H	H	H	H	H	H	mit R_7'
9.	H	L	L	L	L	L	L	L	mit Spannungsquelle
10.	L	H	H	H	H	H	H	H	mit R_8'

Tafel 3: Geforderte Ausgangsspannungen bei den vorgegebenen Eingangsbelegungen

D8	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	U_a in V
L	L	L	L	L	L	L	L	−2,52
L	H	H	H	H	H	H	H	−0,02
H	L	L	L	L	L	L	L	0,00
H	L	L	L	L	L	L	H	+0,02
H	H	H	H	H	H	H	H	+2,50

Abgleich der Symmetrie und des Wandlungsfaktors

Zum Abgleich von Symmetrie und Wandlungsfaktor wird zunächst am nichtinvertierenden Eingang 5 des Operationsverstärkers ein Digitalvoltmeter angeschlossen. Mit dem 270-Ω-Einsteller wird die Spannung auf $U_{ref}/2 = 2{,}500$ V eingestellt. Dabei muß $U_{ref} = 5{,}000$ V ± 1 mV kontrolliert werden! Anschließend wird bei einer Eingangsbelegung D1 bis D7 = L, D8 = H mit dem Einsteller von 470 Ω die Ausgangsspannung wiederum auf Null abgeglichen (± 1 mV).
Zur überschlägigen Kontrolle, ob Aufbau und Abgleich stimmen, werden die Ausgangsspannungen bei den folgenden Eingangsbelegungen mit einem Digitalvoltmeter gemessen (Tafel 3).

Eine weitere Kontrollmöglichkeit, die den gesamten Wertebereich des D-A-Wandlers erfaßt, ergibt sich, wenn die Eingänge D1 bis D8 provisorisch mit den Ausgängen des Zählers bzw. mit den Eingängen A0 bis A7 des PROMs verbunden werden. Die Ausgangsspannung muß dann auf dem Oszillografen eine linear ansteigende Treppenkurve zwischen −2,52 V und +2,50 V ergeben. Dabei muß jede Treppenstufe höher als die vorangehende sein.
Bei diesem Test (sowie bei den vorhergehenden Abgleichvorgängen) ist der PROM aus seiner Fassung zu entfernen.
Nach der Inbetriebnahme des D-A-Wandlers kann mit dem PROM gearbeitet werden. Bild 7 zeigt eine Aufnahme der Ausgangsspannung und den positiven Nulldurchgang in vergrößerter Darstellung.

Schlußbemerkungen

Der beschriebene Sinusgenerator hat im wesentlichen folgende technische Daten:

Frequenzbereich	100...0,001 Hz; dekadisch umschaltbar, innerhalb einer Dekade stetig einstellbar. Eine beliebige Erweiterung in Richtung tieferer Frequenzen ist durch Anfügen weiterer Teilerstufen möglich
Ausgangsspannung	$\ddot{U} = \pm 2{,}50$ V symmetrisch an $R_L \geq 10$ kΩ bei $U_{ref} = 5{,}00$ V
Auflösung	256 Stützstellen/Periode 255 Amplitudenstufen
Synchronisation	im positiven Nulldurchgang durch Rücksetzimpuls

Die Schaltung wurde aufgebaut und erprobt und ist nachbaufähig. Der Beitrag ist jedoch keine Bauanleitung für ein komplettes Gerät. Deshalb wurde auf Stromversorgung, Erzeugung einer stabilen Referenzspannung, Dimensionierung eines nachzuschaltenden Leistungsverstärkers und Ausgangsspannungsteilers nicht eingegangen.

Die Programmierung des PROM kann mit dem Programmiergerät daro 1902 des VEB Büromaschinenwerk Sömmerda oder einem äquivalenten Gerät erfolgen (z. B. PAPL K 1510 vom VEB Robotron Rechenelektronik Zella-Mehlis).

Transverter mit Operationsverstärkereigenschaften

HORST GALLOWSKI und
WOLFGANG ROHRBECK

Mitteilung aus dem Zentralinstitut für Elektronenphysik der Akademie der Wissenschaften der DDR

In der analogen Schaltungstechnik spielt der Operationsverstärker seit vielen Jahren eine hervorragende Rolle und zeichnet sich durch ein großes Spektrum der technischen Parameter aus. Während heute Eingangsfehlgrößen von wenigen pA bzw. µV durchaus üblich sind, reichen die Ausgangsgrößen bis in den 100-mA- bzw. 100-V-Bereich. Eine Lücke gibt es gegenwärtig noch bei Hochvoltoperationsverstärkern bis 1 000 V oder gar darüber. Nachfolgend wird ein universell anwendbarer Transverter vorgestellt, der Ausgangsspannungen > 1 000 V realisiert und Operationsverstärkereigenschaften besitzt.

Schaltungsprinzip

Das Wirkprinzip der Schaltung stellt einen Transverter dar, wie er in den heute zunehmend an Bedeutung gewinnenden Schaltnetzteilen als Sperrwandler, Flußwandler oder Gegentaktwandler Anwendung findet.

Bild 1 zeigt das Prinzipschaltbild. Das Eingangssignal U_e gelangt über den Operationsverstärker OV an die Basis des Leistungstransistor T. Hier wird es mit einem elektronischen Schalter S, der vom Generator G gesteuert wird, zu einer Rechteckwelle zerhackt und über den Leistungstransistor T der Primärwicklung des Transformators Tr zugeführt. Der Transformator Tr bringt die Signalspannung auf den gewünschten Pegel. Nach Gleichrichtung (Gr_1) und Siebung steht dann am Ausgang das verstärkte Signal U_a zur Verfügung. Um einen stabilen Verstärkungsfaktor $v = U_a/U_e$ zu erhalten, wird das Ausgangssignal auf den Eingang des Operationsverstärkers OV gegengekoppelt. Der Operationsverstärker garantiert eine hohe innere Verstärkung ($\approx 10^6$) der Schaltung, so daß die Gesamtverstärkung nur noch durch das Verhältnis der Widerstände R_s/R_e bestimmt wird: $v = U_a/U_e = R_s/R_e$.

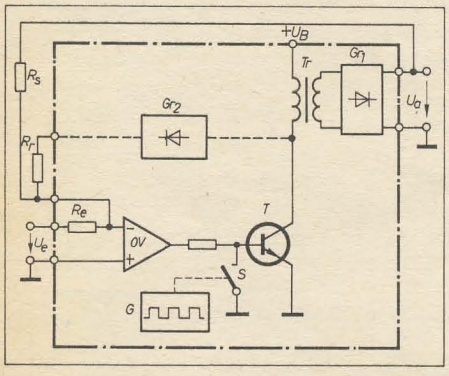


Bild 1: Prinzipschaltbild des Transverters

Durch den Transformator Tr ist zunächst das Ausgangs- vom Eingangssignal galvanisch getrennt. Die Gegenkopplung über den Widerstand R_s erfordert aber, daß ein Ausgangspol wieder mit einem Eingangspol verbunden werden muß. Soll die galvanische Trennung erhalten bleiben, kann entweder über Optokoppler oder unter Stabilitätsverlust von der Primärwicklung des Transformators Tr nach Gleichrichtung (Gr_2) und Siebung über den Widerstand R_r gegengekoppelt werden.

Schaltungsrealisierung

Die Gesamtschaltung des Transverters zeigt Bild 2. Je nach externer Beschaltung sind eine Reihe von Eingangsklemmen E vorgesehen. Über eine dieser Eingangsklemmen gelangt das zu verstärkende Signal an den Operationsverstärker OV_1. Die beiden antiparallel geschalteten Dioden D_1 und D_2 schützen den Eingang des OV_1 vor zu hohen Spannungen. Als Eingangsverstärker dient der bekannte Typ MAA 741. Der Einsatz hierzu pinkompatibler Operationsverstärker ist möglich.
Zur Realisierung eines breiten Spektrums von Eingangswiderständen sind die Widerstände R_1 bis R_8 vorgesehen. Durch ihre Reihen- und Parallelschaltung sind an beiden Eingängen des Operationsverstärkers OV_1 Widerstände von 4,5 kΩ bis 200 kΩ realisierbar. Zur Korrektur des Frequenzganges dienen die Bauelemente R_k, C_{k1} und C_{k2}, die je nach der externen Beschaltung des Transverters zu dimensionieren sind. Vom Ausgang des Operationsverstärkers OV_1 gelangt das Signal, das bis hier noch als Gleichspannungssignal vorliegt, über die Pufferstufe T_1 zur Darlingtonendstufe T_2, T_3. An der Basis von T_2 wird das Signal durch den Transistor T_5 zerhackt. Das zerhackte Signal speist der Leistungstransistor T_3 in den Transformator Tr_1 ein, der es auf den gewünschten Spannungspegel hochtransformiert. Anschließend erfolgt die Gleichrichtung des transformierten Signals, das dann nach einer einfachen Siebung durch R_s und C_s an den Ausgangsklemmen U_a zur Verfügung steht. Je nach gewählter Gleichrichterschaltung ist eine weitere Spannungsverdopplung oder -vervierfachung der Signalamplitude möglich.
Der Transistor T_6 verhindert eine ausgangs-

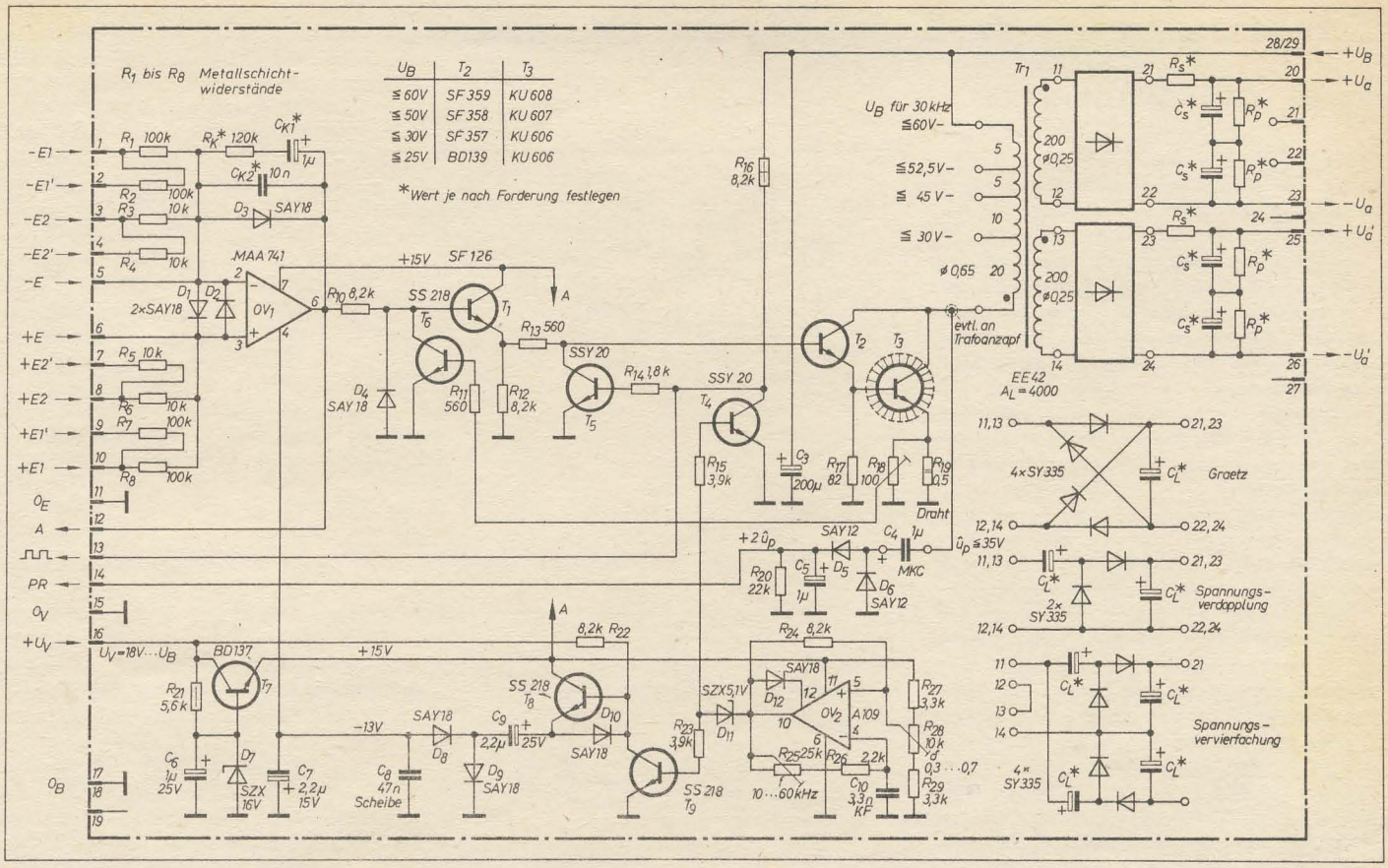


Bild 2: Schaltung des Transverters

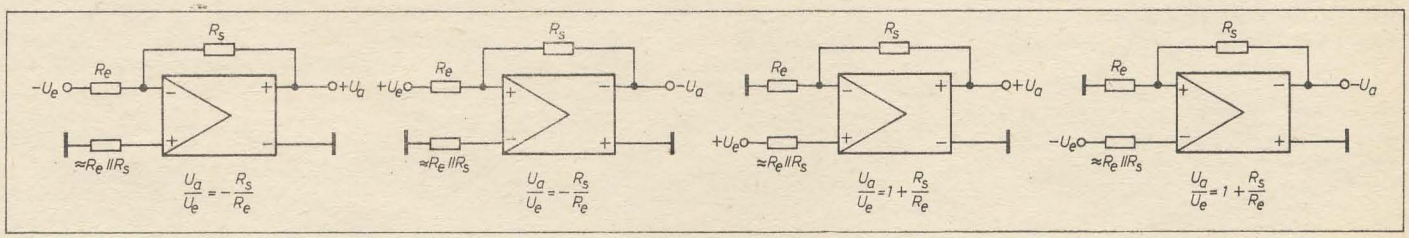


Bild 3: Grundbeschaltungen des Transverters

seitige Überlastung der Schaltung. Steigt der Strom durch den Leistungstransistor T_3 über den mit R_{18} eingestellten Grenzwert an, schaltet T_6 durch und senkt den Signalpegel ab. Die Schaltung arbeitet dann im Konstantstrombetrieb.

Die Zerhackerfrequenz wird von dem als astabilen Multivibrator geschalteten Operationsverstärker OV_2 (Typ A 109) erzeugt. Mit dem Potentiometer R_{25} kann die Frequenz der Rechteckspannung von 10 bis 60 kHz und mit dem Potentiometer R_{28} ihr Tastverhältnis von 0,3 bis 0,7 variiert werden. Beide Einstellungen ermöglichen es, den Transverter in einen Arbeitsbereich mit maximalem Wirkungsgrad zu legen.

Die Rechteckschwingung gelangt über die Z-Diode D_{11}, die den negativen Anteil der Schwingung < 5 V abschneidet, einerseits an die Signalzerhackerschaltung T_4, T_5 und andererseits an die interne Transverterschaltung T_8, T_9, die der Erzeugung der negativen Versorgungsspannung des Operationsverstärkers OV_1 dient. Die +15-V-Versorgungsspannung wird durch T_8 und T_9 zerhackt und durch negative Spannungsverdopplung (D_9, D_8, C_9, C_8, C_7) auf etwa –13 V gebracht, wobei die +15 V aus der anzulegenden Versorgungsspannung U_V mit Hilfe der Stabilisierungsschaltung T_7 und D_7 gewonnen wird. Die Versorgungsspannung kann dabei Werte zwischen +18 V und $+U_B$ (> 18 V) annehmen. Eine der am häufigsten benutzten Spannungen beträgt $U_B = U_V = +24$ V.

Der Transformator Tr_1 enthält einen Maniferkern EE 42. Die Primärwicklung ist mit mehreren Anzapfungen versehen, um eine Anpassung an Betriebsspannungen im Bereich von $U_B = 20...60$ V zu ermöglichen. Die Standardvariante des Transformators enthält zwei getrennte Sekundärwicklungen. Das Layout der Leiterkarte gestattet, die im Bild 2 angegebene Graetz- und Spannungsverdopplungsschaltung für jede Sekundärwicklung aufzubauen. Damit und mit der Spannungsvervierfachung reicht das Spektrum der Ausgangsspannungen bis etwa 3 kV. Selbstverständlich sind andere Varianten des Transformators möglich.

Die Eigenschaften der Schaltung werden im wesentlichen vom Widerstandsverhältnis R_s/R_e (s. Bild 1) bestimmt. Beim Einsatz hochwertiger Metallschichtwiderstände ist die zeitliche und thermische Stabilität besser als 10^{-4} je Tag bzw. je Kelvin. Die Stabilität bezüglich der Änderungen der ausgangsseitigen Last und der Spannungsversorgung U_B und U_V ist besser als 10^{-3}. Der Wirkungsgrad des optimal eingestellten Transverters ist bei Vollaussteuerung gleich 70 %. Der Transistor T_3 (s. Bild 2) befindet sich auf einem Kühlkörper, so daß eine maximale Ausgangsleistung von 30 W im Verbraucher umgesetzt werden kann. Die Fehlergrößen am Eingang sind mit denen des eingesetzten Operationsverstärkers OV_1 identisch.

Die gesamte Schaltung (einschließlich Transistor T_3 mit Kühlkörper, Transformator und Gleichrichterschaltung) ist auf einer Leiterplatte mit den Abmessungen 95 mm mal 175 mm (Kassettenbreite 40 mm) des einheitlichen Gefäßsystems aufgebaut worden.

Die vier Grundbeschaltungen des Transverters, die aus der Operationsverstärkerschaltungstechnik bekannt sind, zeigt Bild 3. Sie realisieren alle möglichen Kombinationen positiver und negativer Ein- und Ausgangsspannungen.

Der Widerstand R_e ist in Form der Widerstände R_1 bis R_8 (s. Bild 2) bereits auf der Leiterkarte vorhanden, so daß für die äußere Beschaltung des Transverters lediglich der Widerstand R_s benötigt wird.

Es sei bemerkt, daß mit der vorgestellten Transverterschaltung zunächst nur eine Polarität der Ausgangsspannung (entweder $+U_a$ oder $-U_a$) realisiert werden kann. Für die meisten Anwendungsfälle genügt das. Sind jedoch beide Polaritäten der Ausgangsspannung erforderlich, empfiehlt sich die Zusammenschaltung von zwei Transvertern.

Schaltungen zur Veränderung der Impulsdauer

Dipl.-Ing. GÜNTER TURINSKY

Impulsformerschaltungen haben die Aufgabe, die Dauer eines an den Eingang e angelegten Impulses zu verkürzen, zu verlängern oder zu verschieben. Der Schaltungsentwickler legt aus Aufwandsgründen großen Wert darauf, daß der Impulsformer aus Schaltkreisen des in einem Gerät genutzten Schaltkreisspektrums aufgebaut werden kann. Die geringsten Toleranzen der Impulsdauer treten beim Einsatz von integrierten monostabilen Kippschaltungen auf, da über die äußere Beschaltung der Zeitkreis teilweise temperaturkompensiert werden kann.

Nicht in allen Fällen können diese integrierten Lösungen genutzt werden, beispielsweise bei Impulsbreiten unter 40 ns und bei hohen Impulsfolgefrequenzen. Im Bild 1 ist die Grundsatzlösung eines Impulsformers auf der Basis logischer Schaltkreise mit zwei Eingängen und einer Verzögerungsbaugruppe dargestellt. Je nach logischer Funktion des eingesetzten Schaltkreises wird ein am Eingang e_0 wirksamer Impuls in der oben angegebenen Weise geformt. Im Bild 1 wird ein TTL-NAND-Gatter (D 100 C, D 200 C) verwendet. Da es sich um eine Impulsverkürzung handelt, muß der Eingangsimpuls breiter sein als die Verzögerungszeit der Verzögerungsbaugruppe. Unter Berücksichtigung der Schaltzeiten des Gatters gilt die Forderung

$$t_{pe} > t_v + t_{DHL} - t_{DLH}$$

Sind die Schaltzeiten t_{DHL} und t_{DLH} gleich (wie bei der IS D 200 C), dann vereinfacht sich diese Forderung auf $t_{pe} > t_v$.

Die Ausgangsimpulsbreite ergibt sich zu

$$t_{pa} = t_{pe} - t_v - t_{DHL} + t_{DLH}$$

Der Nachteil der Impulsforminvertierung kann durch den Einsatz eines UND-Gatters bzw. eines zusätzlichen Inverters vermieden werden. Die erste Lösung ist bei hohen Impulsfolgefrequenzen vorzuziehen. Bild 2 zeigt eine Schaltung zur Impulsverlängerung mit einem NOR-Gatter. Der Ausgangsimpuls ist um die Verzögerungszeit der Verzögerungsbaugruppe größer als die Dauer des Eingangsimpulses, da das Gatter nach der H-L-Flanke am Eingang e_0 noch durch das H-Potential am Eingang e_2 während der Verzögerungszeit t_v im alten Zustand gehalten wird. Trifft diese H-L-Flanke am Eingang e_2 ein, dann schaltet das Gatter nach der Eigenschaltzeit t_{DLH} am Ausgang auf hohes Potential um. Das niedrige Eingangspotential an e_0 muß länger anhalten als die Verzögerungszeit t_v. Am Ausgang entsteht eine Impulsdauer von

$$t_{pa} = t_{pe} + t_v + t_{DLH} - t_{DHL}$$

Für das TTL-Gatter D 150 C bzw. D 151 C ergibt sich für typische Schaltzeiten die zugeschnittene Gleichung

$$t_{pa} = t_{pe} + t_v + 5\ \text{ns}$$

Bei einer zweiten Variante zur Impulsverlängerung wird die Möglichkeit des Setzens und Rücksetzens eines RS-Trigger-Flip-Flops genutzt. Bild 3 zeigt dazu die Schaltung und das Zeitdiagramm. Mit der unverzögerten H-L-Flanke am Eingang e_0 wird das Flip-Flop (z. B. D 174 C, D 274 C) am

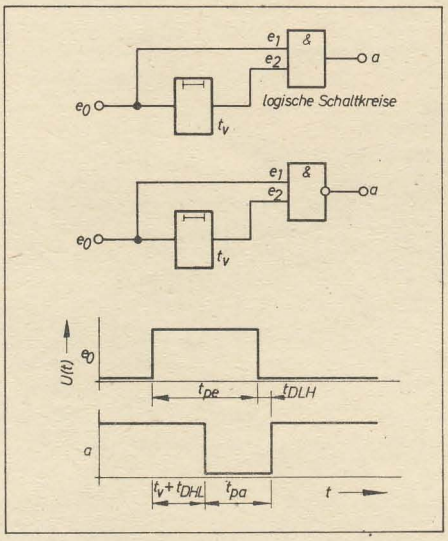


Bild 1: Impulsverkürzung mit einem NAND-Gatter

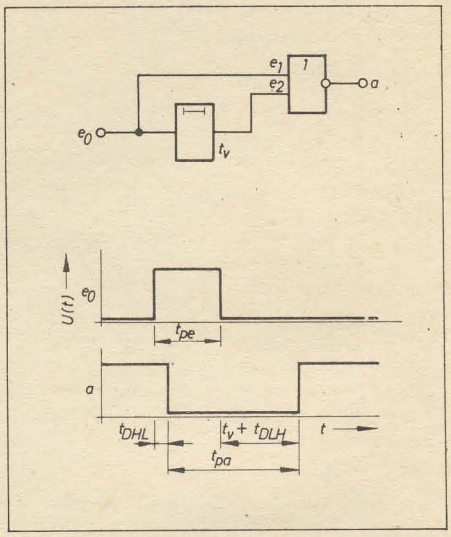


Bild 2: Impulsverlängerung mit einem NOR-Gatter

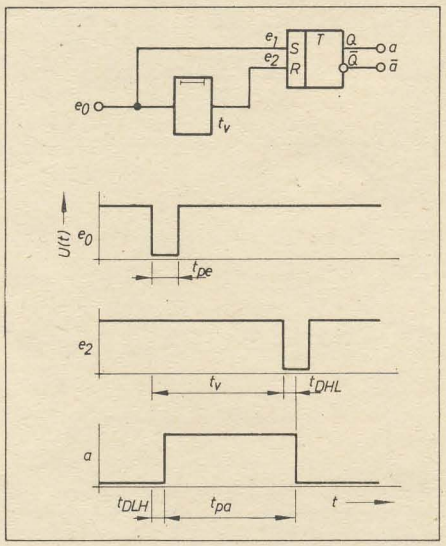


Bild 3: Impulsverlängerung mit einem RS-Flip-Flop

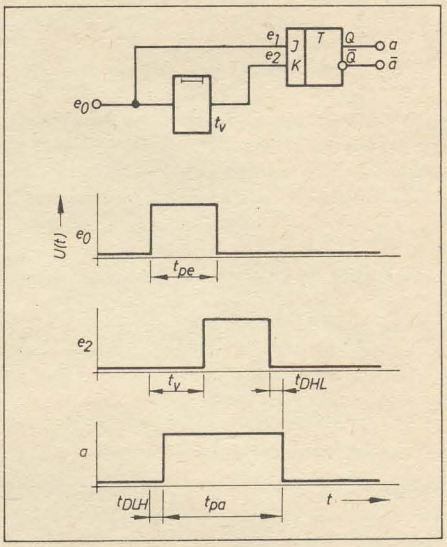


Bild 4: Impulsverlängerung mit einem JK-Flip-Flop

Ausgang a auf H-Potential gesetzt. Die gleiche, aber verzögerte Flanke setzt nach der Verzögerungszeit t_v das Flip-Flop wieder zurück. Die Dauer des Eingangsimpulses kann kleiner sein als die Verzögerungszeit t_v, sie muß aber größer sein als die geforderte Mindestimpulsdauer an R und S. Es gilt allgemein

$$t_{min\ R,S} < t_{pe} < t_v$$

Für die genannten TTL-Flip-Flops gilt demnach

D 174 C: $t_{pe} > 30$ ns
D 274 C: $t_{pe} > 25$ ns

Am Ausgang a entsteht ein positiver Impuls der Dauer

$$t_{pa} = t_v - t_{DLHS} + t_{DHLR}$$

Eine Impulsverlängerung ist auch möglich, wenn der logische Schaltkreis mit der Vorderflanke am Eingang e_1 einschaltet und mit der Rückflanke am Eingang e_2 ausschaltet. Diese Eigenschaft haben einige JK-Flip-Flops (kein Master-Slave), die es aber nicht in jeder TTL-Schaltkreisserie gibt. Da mit beiden Flanken des Eingangsimpulses geschaltet wird, gilt allgemein $t_{pe} \leqq t_v$. Die Ausgangsimpulsdauer setzt sich additiv aus der Eingangsimpulsdauer und der Verzögerungszeit der Verzögerungsbaugruppe zusammen. Sie ergibt sich zu

$$t_{pa} = t_{pe} + t_v + t_{DHL} - t_{DLH}$$

Gegenüber der Schaltung im Bild 3 wird für die gleiche Impulsdauer eine geringere Verzögerungszeit benötigt; das schafft aber den Nachteil, daß die Toleranz der Eingangsimpulsdauer voll in die Impulsdauer am Ausgang eingeht.

Auf welchem Wege die Verzögerung des Eingangsimpulses vorgenommen wird, bleibt den jeweiligen konkreten Bedingungen in einem Gerät überlassen. Für kurze Verzögerungszeiten reichen oft schon einfache RC-Glieder aus. Große Verzögerungszeiten sind mit integrierten monostabilen Kippschaltungen realisierbar. Es sind aber auch in Reihe geschaltete Gatter einsetzbar. Die Gesamtverzögerungszeit ergibt sich in diesem Fall aus der Summe der Einzelverzögerungen der Gatter. Die Streuung der Verzögerungszeit ist aber sehr hoch. Wesentlich exakter ist die Verzögerungszeit passiver LC-Ketten oder HF-Kabel.

Spannungsquelle für hohe Gleichspannungen

Dipl.-Ing. REINHARD BRANDT

Es wird eine Spannungsquelle beschrieben, die eine hohe, stufenlos einstellbare Gleichspannung guter Stabilität von 0...500 V liefert. Die Besonderheit der Schaltung besteht darin, daß nur ein hochsperrender Transistor eingesetzt werden muß.

Prinzipschaltung

Bei den folgenden Betrachtungen kann, wie noch gezeigt wird, von einem idealen Operationsverstärker ausgegangen werden, dessen Ströme I_P und I_N ebenso wie die Differenzeingangsspannung $U_{Diff} = U_P - U_N$ gleich Null sind.

Der Operationsverstärker vergleicht den Istwert am N-Eingang

$$U_N = U_A$$

(U_A = Ausgangsspannung) mit dem Sollwert am P-Eingang

$$U_P = R_S I_R$$

(R_S = Sollwerteinsteller, I_R = Referenzstrom), verstärkt auftretende Abweichungen und regelt diese über die Veränderung des Längswiderstandes des hochsperrenden Transistors T_2 aus. Der Transistor T_1 arbeitet als Stromverstärker (Darlingtonprinzip). Nach erfolgter Regelung wird

$$U_A = R_S I_R$$

Man gelangt dann zu folgenden Schlußfolgerungen:

- U_A ist linear von R_S und I_R abhängig.
- U_A läßt sich in weiten Grenzen einstellen ($U_A = 0$ für $R_S = 0$, $U_A = U_{A\,max}$ für $R_S = R_{S\,max}$).
- Die Stabilität der Ausgangsspannung wird in hohem Maße von der Stabilität des Referenzstromes und des Sollwertstellers bestimmt.
- Um den Einfluß des beim realen Operationsverstärker vorhandenen Stromes I_P kleinzuhalten, muß der Referenzstrom I_R groß gegenüber I_P sein ($I_P < 1\,\mu A$, $I_R \approx 1$ mA).
- Soll U_A erdfrei sein, müssen die Versorgungsspannungen und der Referenzstrom ebenfalls erdfrei sein.

Schaltung

Vom Netzteil werden die erforderlichen Versorgungsspannungen erdfrei bereitgestellt. Die Spannungen $U_{1/2}$ und $U_{2/3}$ werden auf 20 V vorstabilisiert.

Der Transistor T_3 erzeugt den Referenzstrom I_R. Mit Hilfe von R_4 läßt sich die Größe des Referenzstromes I_R so einstellen, daß sich mit einem gewählten Normwert für R_S gerade die maximal gewünschte Ausgangsspannung ergibt.

Der Widerstand R_9 begrenzt den Ausgangsstrom des Operationsverstärkers, R_{10} erhöht den Ruhestrom des Treibertransistors T_1. Die Kombination T_4, R_{12} begrenzt im Überlastungs- bzw. Kurzschlußfall den Ausgangsstrom I_A der Schaltung. Der Transistor T_2 ist im Kurzschlußfall am meisten gefährdet, damit ergibt sich der maximal zulässige Kurzschlußstrom zu

$$I_{AK} = \frac{P_{VT2}}{U_{4,5}}$$

und der Widerstand R_{12} zu

$$R_{12} = \frac{U_{BEFT4}}{I_{AK}} \approx \frac{0{,}5\,V}{I_{AK}}$$

(z. B. Transistor SU 161 mit $P_{tot} = 10$ W; bei $U_{A\,max} = 500$ V wird $I_{AK} = 20$ mA und $R_{12} \approx 27\,\Omega$)

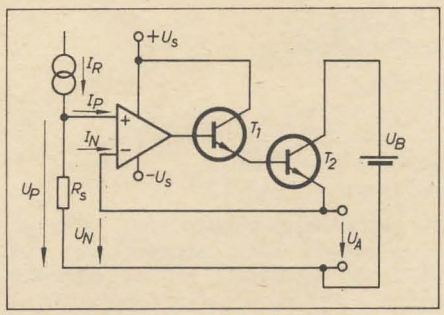


Bild 1: Prinzipschaltung

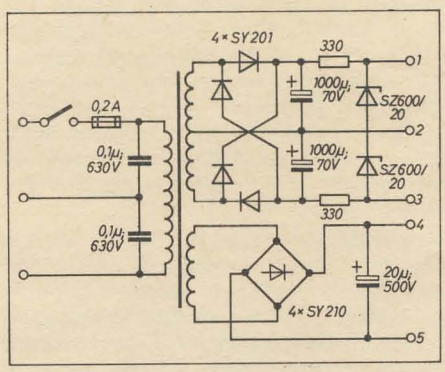


Bild 2: Netzteil

Ergebnisse

Die Schaltung wurde mit einer Versorgungsspannung $U_{4,5} = 300$ V untersucht. Die Diode D_4 wurde nachträglich eingesetzt und vermeidet das Blockieren (latch-up) des Operationsverstärkers, wofür gegebenenfalls die Diode D_5 entfallen kann.

- Nach dem Einschalten änderte sich die Ausgangsspannung innerhalb 30 min um $\Delta U_A/U_A = 5 \cdot 10^{-3}$, anschließend war die Ausgangsspannungsänderung $< 2 \cdot 10^{-4}$
- Bei einer Erhöhung des Ausgangsstromes um $\Delta I_A = 10$ mA und einer Ausgangsspannung $U_A = 100$ V änderte sich diese um $\Delta U_A = 5$ mV.
- Der Ausgangsspannung war eine Brummspannung $U_{Br}/U_A = 2 \cdot 10^{-5}$ überlagert.
- Schwankungen der Netzspannung um $\pm 10\,\%$ ergaben eine Veränderung der Ausgangsspannung in der Größenordnung von 10^{-4}.

Der Sollwerteinsteller R_S kann unter Verzicht auf kontinuierliche Einstellbarkeit auch als Kombination eines Grobstufenschalters und eines Feineinstellers bzw. als dekadischer Stufenschalter aufgebaut werden. Zum Beispiel ergibt sich bei einem Referenzstrom $I_R = 1$ mA der Wert der Ausgangsspannung in Volt aus dem Wert des Widerstandes R_S in kΩ.

Nach dem vorliegenden Schaltungsprinzip lassen sich bei entsprechend reduziertem Maximalstrom Spannungen bis zur Größe der maximalen Kollektor-Emitter-Sperrspannung stabilisieren (z. B.: SU 161 mit $U_{CERM} = 1\,500$ V).

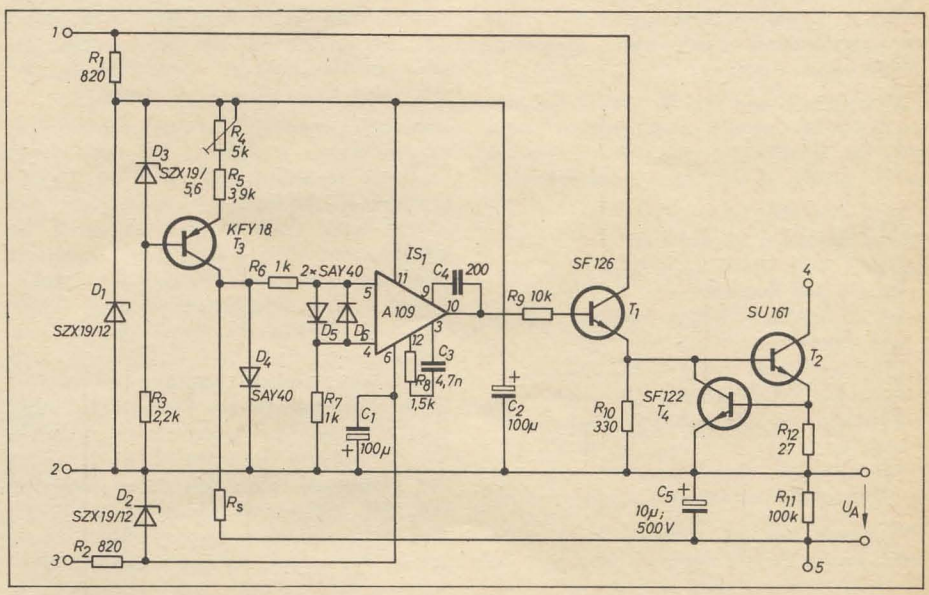


Bild 3: Regelteil

Fachbücher

W. Glaser

Lichtleitertechnik
Eine Einführung

VEB Verlag Technik Berlin 1981
128 Seiten, 113 Bilder, 7 Tafeln
Broschur 10,– Mark
Bestellnummer 552 956 5

„Die Anwendung von Lichtwellen erschließt ebenso ein neues Zeitalter in der Signalübertragung, wie es seinerzeit die Elektronenröhre und später die Transistortechnik tat ... Die Entwicklung der Lichtleitertechnik stellt wahrscheinlich die wichtigste Aufgabe bei der Vorbereitung der Nachrichtentechnik von morgen dar." Diesen Ausspruch von W. A. Kotelnikov, Vizepräsident der Akademie der Wissenschaften der UdSSR, stellt der Autor seinem einführenden Werk über die Lichtleitertechnik voran.

Gerade wenig mehr als ein Jahrzehnt – gerechnet von den ersten Anfängen im Labor – ist die Lichtleitertechnik alt, und schon kündigen sich mit ihr Umwälzungen an, die in ihrer Tragweite die Auswirkungen der Mikroelektronik auf das Wirtschaftsleben und die private Sphäre der Menschen erreichen, wenn nicht gar übertreffen werden. Auch für den Nachrichtentechniker faszinierend und fast unvorstellbar ist es, daß man über einen Lichtleiter aus Glas – dünner als ein Menschenhaar – mehrere Fernsehprogramme oder auch 10 000 Telefongespräche übertragen kann, daß in nicht allzuferner Zukunft Lichtleiter die Kommunikationszentren in aller Welt miteinander verbinden werden, daß vielleicht – in ferner Zukunft – Lichtleiter bis in unsere Wohnungen führen und uns Fernsehen, Computer-Kommunikation und selbstverständlich auch den Telefonanschluß bieten werden.

Nationalpreisträger Dr. W. Glaser hat sich die Aufgabe gestellt, einem breiten Leserkreis die Grundlagen der Lichtleitertechnik zu vermitteln. In den zehn Abschnitten

- Licht überträgt Informationen
- Vom Spektrum zur Kohärenz
- Die Technik überholt die Natur
- Utopie und Realität
- Der Lichtleiter – Mittler zwischen Sender und Empfänger
- Die Quelle des Lichts – LED und LD
- Am Ende der Übertragungsstrecke
- Bauelemente der optischen Schaltungstechnik
- Lichtleiter im Nachrichtennetz
- Lichtnachrichtentechnik morgen

und einem Anhang erläutert er in allgemein verständlicher Form all das, was der Leser zum Verständnis der Lichtleitertechnik wissen muß. Und er erläutert das in einer so interessanten, – man möchte fast sagen – spannenden Form, daß man das Buch nur ungern aus der Hand legt, ehe man es zu Ende gelesen hat.

K.-H. Rumpf

H. Klemm

RFT-Service
Rundfunkempfänger

1. Auflage
VEB Verlag Technik Berlin 1980
250 Seiten, 319 Bilder, 53 Tafeln
Kunstleder 24,– Mark
Bestellnummer 552 725 2

Wer ein defektes elektronisches Gerät rationell und mit Erfolg reparieren will, muß mit seinen Funktionen vertraut sein. Rezepte der Art „Skalenbeleuchtung dunkel – Lampe wechseln" mögen für triviale Fälle helfen. Bei einem Stereoempfänger, der nur noch monofon wiedergibt, werden sie wenig nützen. Auch Rundfunkempfänger sind heute oft relativ komplizierte elektronische Geräte geworden. Die Einsatzmöglichkeiten integrierter Schaltkreise beispielsweise sind auf diesem Gebiet noch längst nicht ausgeschöpft. Zunehmend ist auch mit der „Digitalisierung der Analogtechnik" zu rechnen.

Angesichts der Menge und Vielfalt täglich genutzter Rundfunkempfänger und des Standes der Technik ist verständlich, daß ein großes Informationsbedürfnis bezüglich rationeller Fehlersuche an diesen Geräten besteht. Ein wesentlicher Teil der benötigten Informationen muß sich dabei auf die Funktion der einzelnen Baugruppen und auf ihr Zusammenspiel beziehen. Aus dem Wissen, wie es funktionieren muß, leitet sich ein großer Teil der Schlüsse ab, die man aus der „Antwort" eines defekten Geräts auf gezielte Messungen zieht.

Das vorliegende Buch ist nach solchen Gesichtspunkten gestaltet. Ein erfahrener Praktiker vermittelt hier seine im Service erworbenen Kenntnisse, systematisch geordnet nach Funktionsgruppen moderner Geräte. Innerhalb dieser Einzelabschnitte folgt stets erst der Beschreibung der Funktionen – vom Bauelement bis zur Schaltung – ein Fehlerkatalog mit methodischer Fehlersuchanleitung. Wo erforderlich, wird auch dem richtigen Abgleich erheblicher Raum gewidmet. Diesen Spezialabschnitten sind als eine Art Einführung Grundregeln der Fehlersuche vorangestellt. Nur etwa 24 der insgesamt etwa 250 Seiten befassen sich mit integrierten Schaltkreisen direkt. Das entspricht aber gegenwärtigen Realitäten. Außerdem können verständlicherweise z. B. in einem diskret aufgebauten (und noch weit verbreiteten!) Stereodekoder wesentlich mehr behebbare Fehler auftreten als etwa bei Defekt der IS A 290! (Sie ist in diesem Buch noch nicht enthalten. Ebenso wurden die Tendenzen der Digitalisierung – etwa bei Sensortastenwahl – noch nicht berücksichtigt.)
Auf Grund des hohen Anteils an Basisinformation wird das Buch selbst für „Gelegenheits-Reparateure" unmerklich zum Lehrbuch im besten Sinne, denn gerade im Service ist die Praxis als Lehrmeister heute nicht mehr ausreichend.
Es dürfte sicher sein, daß die Nachfrage nach diesem Buch schnell die Höhe der ersten Auflage übersteigen wird.

K. Schlenzig

Das Buch ist im Verlag bereits vergriffen. Leser, die es im Buchhandel nicht erwerben konnten, möchten wir auf die Ausleihmöglichkeit in einer technischen Bibliothek aufmerksam machen.

Technical Dictionary – Radio and Television

Englisch-Französisch-Deutsch-Arabisch
Edition Leipzig 1980
1 204 Fachbegriffe mit 102 Bildern
Halbleinen 16,– Mark
Bestellnummer 593 983 9

Das von Dr. A. M. Abd-El-Wahed zusammengestellte und bearbeitete viersprachige Wörterbuch umfaßt neben der Rundfunk- und Fernsehtechnik auch die Gebiete Elektrizität und Magnetismus, Licht und Optik, Elektronik, Halbleitertechnik, Akustik, elektromagnetische Wellen sowie Service von Empfangs- und Aufnahmegeräten. Das Wörterbuch wird damit ein Hilfsmittel für Techniker und Ingenieure in allen Bereichen von Technik und Produktion und nicht zuletzt auch für die Studierenden an Hoch- und Fachschulen.
Das Wörterbuch besteht aus einem viersprachigen Teil (Englisch, Französisch, Deutsch und Arabisch), wobei die Stichwörter nach dem englischen Alphabet geordnet und fortlaufend numeriert sind. Weiterhin enthält es ein französisches und deutsches Register, in dem die betreffenden Stichwörter alphabetisch geordnet und mit einer Referenznummer versehen sind. Der arabische Teil enthält neben den arabischen Stichwörtern auch die Äquivalente in den drei anderen Sprachen und weiterhin für jeden Ausdruck eine kurze Definition in arabischer Sprache. Durch die Einbeziehung der arabischen Sprache in das Fachwörterbuch wird es insbesondere auch für die internationale Zusammenarbeit interessant und dürfte hiermit helfen, fachliche Probleme eindeutig zu klären.

H. Bergmann

Leistungsverstärker auf der Grundlage einer kombinierten Pulsfrequenz-Pulsdauermodulation

Bei der Realisierung von Gleichspannungs-Leistungsverstärkern wird häufig von der Pulsdauermodulation (D-Verstärker [1]) ausgegangen. Einige Vorteile werden erreicht, wenn eine kombinierte Pulsfrequenz-Pulsdauermodulation angewandt wird. Gegenüber der Pulsdauermodulation wird mit einer einfacheren Schaltungsstruktur in einem Beispiel nach [2] ein Dynamikbereich von 80 dB und eine Linearität von besser 0,5 % bei einer Leistungsabgabe an den Lastwiderstand von 8 W erreicht. Die folgenden Ausführungen beziehen sich auf die in [2] angegebene Schaltung.

Das Bild zeigt die Schaltung in der Originaldimensionierung. Der gesamte Verstärker besteht aus den Funktionsgruppen (summierender) Integrator, Schmitt-Trigger und Schaltverstärker. Über den Widerstand R_5 wird die Ausgangsspannung U_3 auf einen Integratoreingang zurückgeführt. Durch das RCR-Filter am anderen Eingang des Integrators wird die Signalquelle vor Pulsstörungen geschützt. Integrator und Schmitt-Trigger auf der Basis von Operationsverstärkern stellen Standardschaltungen dar (siehe z. B. [3]) und sollen nicht gesondert betrachtet werden.

Bevor das Verhalten des Verstärkers bei anliegender Eingangsspannung untersucht wird, soll der Ruhezustand ($U_E = 0$) gesondert betrachtet werden. Die Spannung U_3 liege bei ihrem negativen Maximalwert. Dann gilt für die Spannung u_1 am Integratorausgang:

$$u_1 = \frac{-1}{R_5C_2}\int_0^{t_1} U_{3\,min}\,dt = U_{hys} \qquad (1)$$

U_{hys} bezeichnet die Hysterese des Schmitt-Triggers, die bei der gewählten Schaltung durch

$$U_{hys} = 2\frac{R_3}{R_4}U_2 \qquad (2)$$

gegeben ist. Nach Erreichen der oberen Schwellspannung des Schmitt-Triggers wechselt damit die Polarität seiner Ausgangsspannung von Minus nach Plus, was ebenfalls mit der Spannung U_3 als unmittelbare Folge geschieht. Für die Zeit t_1 erhält man damit aus Gl. (1)

$$t_1 = \frac{U_{hys}R_5C_2}{|U_{3\,min}|} \qquad (3)$$

In gleicher Weise erhält man für die Zeit t_2

$$t_2 = \frac{U_{hys}R_5C_2}{U_{3\,max}} \qquad (4)$$

Bei symmetrischer Betriebsspannung gilt $U_{3\,max} = |U_{3\,min}|$, und aus den Gln. (3) und (4) folgt $t_1 = t_2$. Die Ausgangsspannung U_3 ist demzufolge eine bipolare Impulsfolge mit einem Tastverhältnis $\tau/T = t_1/T = 0{,}5$. Ausgehend von den Gln. (3) und (4) wird die Pulsfrequenz berechnet zu

$$f_0 = \frac{1}{T} = \frac{U_{3\,max}|U_{3\,min}|}{U_{hys}R_5C_2(U_{3\,max} + |U_{3\,min}|)} \qquad (5)$$

Für symmetrische Betriebsspannungen wird vereinfachend

$$f_0 = \frac{U_{3\,max}}{U_{hys}R_5C_2 \cdot 2} \qquad (6)$$

Der Mittelwert der Spannung U_3 und damit auch der Mittelwert der Spannung am Lastwiderstand ist bei einem Tastverhältnis $\tau/T = 0{,}5$ und symmetrischen Betriebsspannungen deshalb gleich Null.

Wird nunmehr an den Integrator von außen eine Eingangsspannung angelegt, gilt für die Integratorausgangsspannung bei $U_{3\,min}$

$$u_1 = \frac{-1}{R_5C_2}\int_0^{t_1} U_{3\,min}\,dt - \frac{1}{(R_1+R_2)C_2}\int_0^{t_1} U_E dt$$

Ändert sich die Eingangsspannung U_E über die Integrationszeit nicht, gilt weiter

$$U_{hys} = \frac{-1}{R_5C_2}U_{3\,min}t_1 - \frac{1}{(R_1+R_2)C_2}U_E t_1 \qquad (7)$$

$$t_1 = \frac{-U_{hys}}{\frac{U_{3\,min}}{R_5C_2} + \frac{U_E}{(R_1+R_2)C_2}} \qquad (8)$$

In gleicher Weise gilt für t_2

$$t_2 = \frac{U_{hys}}{\frac{U_{3\,max}}{R_5C_2} + \frac{U_E}{(R_1+R_2)C_2}} \qquad (9)$$

Werden die Gln. (8) und (9) zusammengefaßt, so erhält man für die Pulsfrequenz

$$f = f_0 - \frac{U_E^2}{U_{hys}\frac{(R_1+R_2)^2}{R_5}C_2(U_{3\,max} + |U_{3\,min}|)} \qquad (10)$$

Mit der im Bild angegebenen Dimensionierung erhält man für $U_E = 0$ eine Pulsfrequenz von $f_0 \approx 10$ kHz, die dann mit steigender Eingangsspannung gemäß Gl. (10) sinkt. Für den Mittelwert der Spannung U_3 bzw. der Spannung am Lastwiderstand erhält man

$$\bar{U}_3 = \frac{U_{3\,max}t_2}{T} + \frac{U_{3\,min}t_1}{T} \qquad (11)$$

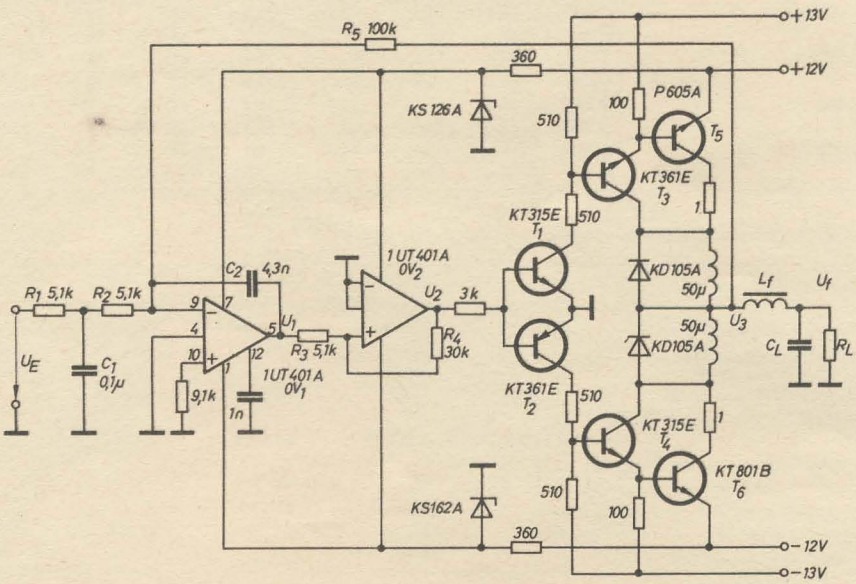
Mit den Gln. (8) bis (10) erhält man

$$\bar{U}_3 = -U_E\frac{R_5}{(R_1+R_2)} \qquad (12)$$

Gleichung (12) besagt, daß der Mittelwert der Verstärkerausgangsspannung linear von der Größe der Eingangsspannung abhängig ist. Wesentlich ist weiter, daß die Spannungen $U_{3\,max}$ und $U_{3\,min}$ nicht in diesem Zusammenhang enthalten sind. Etwaige Unterschiede beider Spannungen hinsichtlich ihres Betrages wirken sich also nicht auf das Übertragungsverhalten der Schaltung aus. Inwieweit das durch Gl. (12) angegebene Verhalten durch die praktische Schaltungsrealisierung erreicht wird, ist stark von der Linearität des Integrators abhängig.

C. Kühnel

Schaltung des Gleichspannungs-Leistungsverstärkers [2]



Literatur

[1] Köstner, R.; Möschwitzer, A.: Elektronische Schaltungstechnik – Analogschaltkreise. Leipzig: Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig 1978

[2] Klynin, V. A.: Direct-current amplifier with frequency-pulse-width modulation. Pribory i technika éksperimenta 19 (1976) H. 5, S. 147–149

[3] Mennenga, H.: Schaltungstechnik mit Operationsverstärkern. Berlin: VEB Verlag Technik 1979

Optoelektronik

● Mit Lambda-Bipolar-Fototransistor wird ein neues fotoempfindliches, spannungsgesteuertes Bauelement mit negativem differentiellem Widerstand bezeichnet, das aus einer integrierten Struktur aus einem bipolaren Sperrschichttransistor und einem MOSFET besteht. Wird das Bauelement einem Lichteinfall ausgesetzt, so tritt in der Strom-Spannungskennlinie ein spannungsabhängiger negativer differentieller Widerstand auf. Das Basisgebiet des Bipolartransistors dient als Substrat für den MOSFET, während das Emittergebiet des Transistors das Sourcegebiet des MOSFETs darstellt. Es lassen sich pnp- und npn-Lambda-Bipolar-Fototransistoren realisieren. Als Anwendungen kommen unter anderem fotoempfindliche Oszillatoren, Modulatoren und lichtempfindliche Verstärker in Betracht.

● Mit Hilfe der modernen Lichtleitertechnik läßt sich ein Fernkopierer wesentlich einfacher aufbauen. Die bisher notwendige Linse, die eine Zeile der Vorlage auf die CCD-Bildsensorzeile abbildete, kann hier entfallen. An ihre Stelle tritt ein kammartig aufgebautes Lichtleitersystem, das die Vorlage im Maßstab 1:1 auf die CCD-Bildsensorzeile abbildet, die die volle Breite der Vorlage hat. So werden die Abmessungen des Fernkopierers kaum größer als die der zu übertragenden Vorlage.

● Eine neue Blei-Sulfid-Selenid-Lumineszenzdiode arbeitet bei Raumtemperatur mit einer Infrarotstrahlung von 4,6 µm Wellenlänge. Sie wird in einkristalliner Form aus der Gasphase hergestellt. Die bisher für diesen Wellenlängenbereich zur Verfügung stehenden Lumineszenzdioden mußten bis in die Nähe des absoluten Nullpunktes gekühlt werden. Die neue Diode kann für die optische Nachrichtenübertragungstechnik verwendet werden. Bei dieser Wellenlänge hat Glas eine noch weit geringere Dämpfung als bei bisher verwendeten Betriebswellenlängen. Die Ausgangsleistung mit einigen 100 nW ist noch sehr niedrig, soll jedoch weiter erhöht werden. Die größte Schwie-

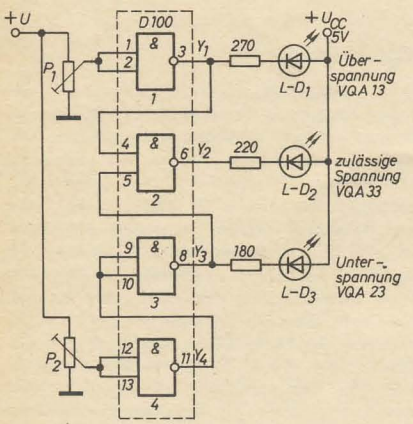
rigkeit liegt jedoch darin, daß Blei-Sulfid-Selenid einen sehr hohen Brechungsindex (4,6) aufweist, so daß der größte Teil der erzeugten Strahlung im Kristall verbleibt.

● Mit einer neuen Laserdiode, die auf einer Wellenlänge von 0,78 μm arbeitet, konnten die Lebensdauerprobleme überwunden werden, die noch bei Laserdioden mit einer Emissionswellenlänge von kleiner als 0,8 μm bestanden. Durch die kürzere Wellenlänge gegenüber bisherigen Laserdioden wird auch die optische Justierung erleichtert. Die neue Laserdiode ist zur optischen Informationsverarbeitung und zur optischen Nachrichtenübertragung vorgesehen. Beim Einsatz auf dem Gebiet der optischen Speicherung läßt sich mit der neuen Laserdiode auf Bildplatten eine 20mal größere Speicherdichte als mit anderen Lasern erzielen. Die Laserdiode ist in einer transparenten Sperrschicht-Streifenstruktur aufgebaut und trägt eine Oberflächenpassivierung aus Siliziumnitrid.

Optische Kontrolle der Speisespannung

Zur Speisung von integrierten Schaltungen der TTL- und der DTL-Reihe benutzt man eine Speisespannung von +5 V, je nach Schaltkreistyp ist sie mit einer Genauigkeit von ± 5 % oder von ± 10 % einzuhalten. Für die Kontrolle dieser Spannung ist es günstig, direkt im Gerät eine einfache Kontrollschaltung mit optischer Indikation von Nennspannung und Grenzwerten einzubauen.

Die Kontrollschaltung (siehe Bild) wird durch einen TTL-Schaltkreis etwa vom Typ D 100 gebildet. Die Ausgänge steuern Leuchtdioden für die Anzeige der Spannung an.



Ladeschaltung mit Pufferspannungsquelle

Das Potentiometer P_1 am Eingang des ersten logischen Gliedes wird auf einen solchen Wert eingestellt, daß der Ausgang Y_1 des ersten Gatters bei Überspannung (ab 5,25 V) den logischen Pegel L (log. 0) annimmt. Dann leuchtet L-D_1. Das Potentiometer P_2 am Eingang des vierten Gatters wird auf Anzeige bei zu kleiner Spannung (unter 4,75 V) eingestellt. Ausgang Y_4 nimmt dabei H (log. 1) an. Dadurch ergibt sich am Ausgang Y_3 der Pegel L, so daß L-D_3 leuchtet. Bei Ausgangspegel H an Y_1 und Y_3 bleiben die Leuchtdioden L-D_1 und L-D_3 dunkel. In diesem Fall führt aber Ausgang Y_2 den Pegel L, und L-D_2 zeigt an, daß die Speisespannung von 5 V in den zugelassenen Grenzen eingehalten wird.

Breitband-Verstärkermodul mit den Transistoren KT 934 Б und KT 934 В

Bei HF-Verstärkern hängen die erreichbaren technischen Kennwerte nicht nur von der Schaltungsdimensionierung, sondern auch von der praktischen Ausführung ab. Für den funktionssicheren Nachbau ist deshalb die Vorgabe eines erprobten topologischen Entwurfes von besonderer Bedeutung. Die zu beschreibende Verstärkerschaltung wurde als Hybridbaustein in Dickschichttechnologie realisiert [1]. Bild 1 zeigt die Schaltung des Verstärkers (Frequenzbereich 160...450 MHz). Um eine lineare Amplitudenfrequenzkennlinie im Verstärkerbereich zu erhalten, ist am Eingang ein transformierendes Tiefpaßglied vorgesehen, dessen Übertragungscharakteristik sich entgegengesetzt zur Verstärkung (+5 dB/Oktave) in Abhängigkeit von der Frequenz ändert. Die Filterschaltung im Ausgangskreis zeigt Bandpaßverhalten; sie sichert außerdem einen Ausgangswiderstand von 50 bzw. 75 Ω. Praktisch untersucht wurden zwei Module mit den Abmessungen 48 mm × 30 mm mal 1 mm Substrat Keramik 22 XC 70 mm mal 30 mm × 2 mm Substrat ФАФ-4.

Bild 2 zeigt den topologischen Entwurf des ersten Moduls. Die Kondensatoren C_1, C_3 bis C_6, C_8, C_9 sind Chipausführungen vom Typ K 21-9-11 B. Die Kondensatoren C_2, C_7 und die Induktivitäten L_1 bis L_4 sind als Leiterabschnitt und als unsymmetrische Streifenleiter ausgeführt. Zur Veränderung der Kapazitäts- und Induktivitätswerte können entsprechende Leiterzugbrücken geschlossen werden. Auf diese Weise sind Feinkorrekturen der Übertragungscharakteristik möglich. Die berechneten und gemessenen Bauelementewerte für zwei mit den Transistoren KT 934 Б und KT 934 В aufgebaute Module zeigt die Tafel 1. Die Leiterzugbreiten für die Induktivitäten betragen $b_1 = b_3 = b_4 = 0{,}5$ mm; $b_2 = 0{,}2$ mm. Im Frequenzbereich 300...450 MHz wurde das Substratmaterial ФАФ-4 verwendet. Die Leiterzugbreiten wurden verändert auf $b_1 = 0{,}5$ mm, $b_2 = 0{,}4$ mm, $b_3 = b_4 = 1{,}0$ mm. Bei allen Modulen lagen die Kapazitätswerte bei $C_1 = 43...62$ pF, $C_6 = 0{,}01$ bis 0,022 μF, $C_9 = 6{,}8...10{,}0$ pF.

Die technischen Kennwerte verschiedener Verstärkermodule sind in Tafel 2 zusammengefaßt.

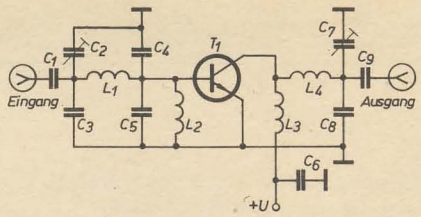


Bild 1: Prinzipschaltbild

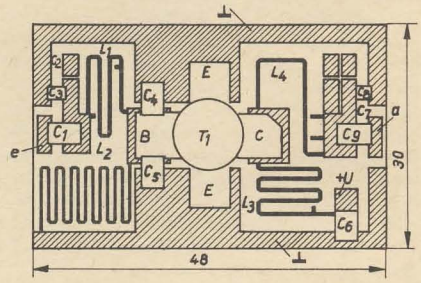


Bild 2: Topologischer Entwurf des ersten Moduls

Bei Erhöhung der Umgebungstemperatur auf +85 °C nimmt die Ausgangsleistung von 2 bis 10 % zu. Beim Übergang von Zimmertemperatur auf −60 °C sinkt die Ausgangsleistung um 15...25 %.

Der Verstärkermodul kann in der Sendetechnik, der Elektromedizin und anderen elektronischen Bereichen eingesetzt werden.

G. Turinsky

Literatur

[1] Pribory i technika eksperimenta (1979) H. 6, S. 91–93

Tafel 1: Berechnete (I) und gemessene (II) Bauelementewerte

Frequenzbereich in MHz	Eingangs- und Ausgangswiderstand in Ω		L_1	L_2	L_3	L_4	$C_2 + C_3$	$C_4 + C_5$	$C_7 + C_8$
			in mm				in pF		
		Module mit dem Transistor KT 934 Б							
160...280	50	I	43	110	51,5	26	12,6	66,6	9,8
		II	38	110	50	28	13	62	10
200...300	50	I	40	97,4	41,7	23	11,8	62,6	8,7
		II	37	82	40	24	11	56	6,6
300...400	50	I	28,5	69,5	22,9	16,6	11,5	56,6	6,3
		II	26	82	25	20	7,8	27 + 27	5,6
300...450	50	I	24,6	64,9	20,2	15	9,7	52	5,8
		II	26	65	23	27	10,5	24 + 24	5,5
300...450	75	I	28,4	133	21,2	29	8,8	45,2	8,1
		II	22	130	23	32	8,5	24 + 24	6,9
		Module mit dem Transistor KT 934 В							
100...280	50	I	41,3	110	29,8	24,6	18,7	93	21,8
		II	38	110	32	26	17,2	51 + 43	18,5
200...300	50	I	36,7	97,4	23,5	22,1	17,5	81,7	19,4
		II	34	82	24	24	15,3	43 + 43	16,7
300...400	50	I	27,6	69,5	12,2	16,4	13,2	61,6	14
		II	24	82	15	20	12,5	33 + 30	12,5
300...450	50	I	21,6	64,9	10,6	14,4	12,5	67,9	12,9
		II	23,5	65	13	22	10,5	33 + 30	11
300...450	75	I	26,7	133	10,5	24,5	9,1	53	10,8
		II	26	130	13	27	7,9	27 + 27	9,6

Tafel 2: Technische Kennwerte verschiedener Verstärkermodule

eingesetzte Transistoren	KT 934 Б; KT 934 В			
Frequenzbereich in MHz	160...280	200...300	300...400	300...450
Ausgangsleistung in W	10,3; 22	10; 23	9,8; 23	11,5; 22
Eingangsleistung in W	0,8; 2,5	0,8; 3	1,2; 5	2; 5
Leistungsverstärkung in dB	11; 9,4	11; 9,3	9,1; 6,6	7,6; 6,4
Welligkeit im Verstärkungsbereich in dB	0,5; 0,5	0,5; 0,6	0,7; 0,5	1,0; 0,7
Belastungswiderstand am Ausgang in Ω	50	50	50	50
Betriebsspannung in V	27	27	27	27
Wirkungsgrad in %	53; 60	54; 63	52; 65	61; 55
Betriebstemperaturbereich in °C		−60...+60		

Patente

Schaltungsanordnung für Festkörperrelais

DD-WP 143 134[1])

Int. Cl.[3]: H 03 K 17/56

Inhaber: W. Tölge, E. Ring, G. Wigand

Festkörperrelais als kontaktlose Wechselstromschalter gewinnen in den verschiedensten Bereichen der Elektronik ständig an Bedeutung. Die im Bild dargestellte Schaltungsvariante soll aus diesem Grund nachfolgend kurz erläutert werden.

Die Versorgungsgleichspannung wird in bekannter Weise direkt aus der Netzspannung über einen Vorwiderstand (R_N) und Einpulsgleichrichtung (D_N) abgeleitet. Sie wird an der Parallelschaltung Z-D_N parallel C_N bereitgestellt. Bei der Erläuterung der übrigen Schaltung soll zunächst von rein ohmscher Last ausgegangen werden. Durchläuft die Wechselspannung einen Nulldurchgang, so ist der Triac mit Beginn der neuen Halbwelle auf jeden Fall gesperrt, und die Spannung am Triac steigt an. Je nach Polarität der Halbwelle wird entweder T_1 (und damit auch T_2) oder T_2 direkt aufgesteuert, was in jedem Fall zum Einschalten von T_4 führt. Der Transistor T_3 wird infolge von C_I etwas verzögert eingeschaltet und sperrt dann T_4. Am Kollektor von T_4 entsteht somit kurzzeitig ein H-Signal, was bei geschlossenem Schalter S über einen Verstärker zur Zündung des Triacs führt. Der Zündzeitpunkt wird durch die Z-Diode etwas verzögert, was erforderlich ist, um den Zündimpuls wegen der nur geringen zur Verfügung stehenden Zündenergie (vgl. Stromversorgung!) kurz halten zu können. (Hinreichender Stromanstieg im Lastkreis ist notwendig.) Die Anordnung arbeitet somit bei ohmscher Last im Nullspannungsbetrieb. Der geringe Zündverzug reduziert die im Lastwiderstand umgesetzte Leistung nicht nennenswert. Die mögliche Unsymmetrie im Zündwinkel führt folglich auch nicht zu einer unzulässigen Gleichstromkomponente. Bei größeren Leistungen ist jedoch diese Unsymmetrie durch geeignete Auswahl der Durchbruchsspannungen der Z-Dioden Z-D_1 und Z-D_2 zu vermindern.

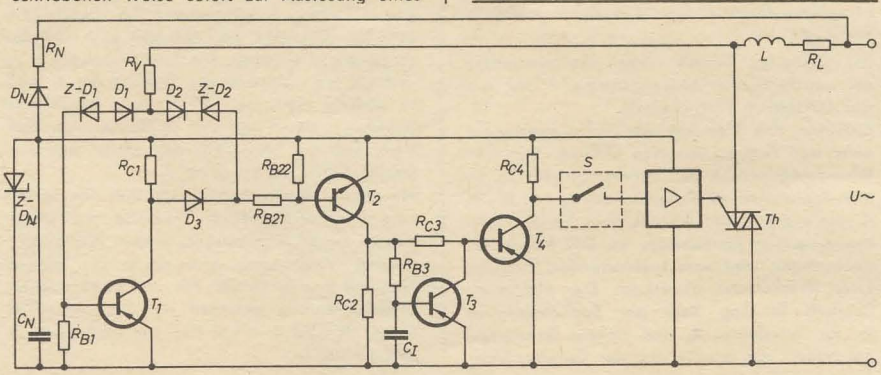
Die bisherige Beschreibung der Wirkungsweise zeigt, daß bei leitendem Triac alle Transistoren gesperrt sind, was zu der infolge der gewählten Stromversorgung notwendigerweise sehr geringen Stromaufnahme der Ansteuerschaltung führt.

Enthält die Last einen induktiven Anteil, so kommt es zu einer Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung im Lastkreis. Der Triac verlöscht erst im Nulldurchgang des Stromes, also nach dem Nulldurchgang der Spannung. Dabei kommt es zu einem raschen Spannungsanstieg am Triac, der in der schon beschriebenen Weise sofort zur Auslösung eines neuen Zündimpulses führt. Die Anordnung arbeitet also jetzt als Nullstromschalter. Diese Anpassung des Betriebsverhaltens an die Last erfolgt automatisch.

Bei Betrieb mit induktiver Last ist es notwendig, daß der Laststrom während der Dauer des Zündimpulses trotz der induktiven Zeitkonstante den Haltestrom überschreitet. Ist dies nicht der Fall, kommt es am Ende des Zündimpulses erneut zu einem Spannungsanstieg am Triac, was zu einer erneuten Auslösung des Zündimpulses führt. Dieser Vorgang wiederholt sich so lange, bis infolge der immer höheren Spannung am Triac während eines Zündimpulses der Haltestrom überschritten wird. Kritisch ist in diesem Zusammenhang nur, daß bei der vorgestellten Schaltung der Kondensator C_I in der Zeit zwischen Ende des einen Zündimpulses und Beginn des nächsten nur unvollständig entladen werden kann, was eine Verkürzung der Dauer der Zündimpulse hervorruft. Im Bedarfsfall ist deshalb eine diesbezügliche Ergänzung der Schaltung notwendig (zum Beispiel durch Entladetransistor parallel zu C_I, der bei gesperrtem Transistor T_2 leitend ist).

Die vorgestellte Schaltung ist insbesondere infolge des leicht möglichen komplementären Aufbaus und der Integrationsfreundlichkeit vielfältig nutzbar. Erwähnenswert ist, daß der Schalter S optoelektronisch gesteuert werden kann, was das direkte Schalten von Wechselstromverbrauchern durch logische Signale ermöglicht. Ein weiterer Vorzug der Anordnung ist das Entstehen von Zündimpulsen immer im Nulldurchgang der Spannung, wenn der Schalter geöffnet ist. Ein Schließen des Schalters S bewirkt also stets das Zünden des Triacs im nächsten Nulldurchgang und nicht im Schließzeitpunkt. Diese Tatsache läßt größere Funkstörungen gar nicht erst entstehen und reduziert den Entstöraufwand beträchtlich.

[1]) erteilt gemäß § 5 Absatz 1 des Änderungsgesetzes zum Patentgesetz



Rücksetzschaltung für Mikroprozessoren

DE-AS 2 936 683

Int. Cl.[3]: G 06 F 1/00

Anmelder: Siemens AG, Berlin und München

Die im Bild 1 gezeigte und vielfach im Zusammenhang mit Mikroprozessoren eingesetzte Rücksetzschaltung hat den Nachteil, daß bei kurzzeitigen Absenkungen der Versorgungsspannung kein Rücksetzsignal (L-Signal) erzeugt wird. Diese Schaltung erfüllt ihre Funktion nur beim Zuschalten der Versorgungsspannung. Unter Beibehaltung des Verzögerungsgliedes 1, 2 ist bei der neuen Schaltung im Bild 2 die Kollektor-Emitterstrecke eines Transistors parallel zum Kondensator 2 geschaltet. Die basisseitige Steuerung dieses Transistors über einen zweiten Transistor und eine Z-Diode 8 bewirkt, daß der Reseteingang des Mikroprozessors immer dann auf Bezugspotential gelegt wird, wenn die Versorgungsspannung einen vorgegebenen Grenzwert unterschreitet, wobei für diesen Grenzwert ein Toleranzbereich gewählt wird, dessen untere Grenze gleich dem untersten Spannungswert

Bild 1

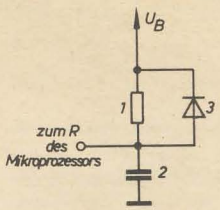
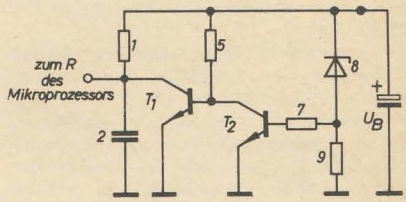


Bild 2



ist, bei dem der Mikroprozessor gerade noch zuverlässig arbeitet. Beim Zuschalten der Versorgungsspannung ist der Transistor T_1 bis zum Erreichen des unteren Grenzwertes der Versorgungsspannung stromführend. Der Kondensator 2 sorgt dafür, daß bei sehr schnellem Anstieg der Versorgungsspannung das Rücksetzsignal so lange verzögert wird, bis im Mikroprozessor alle Anfangsbedingungen erfüllt sind. Die Z-Diode überträgt unverzögert den vollen Spannungshub der Versorgungsspannung auf die Basis des Transistors T_2. Dieser Spannungshub wird über beide in Emitterschaltung eingesetzte Transistoren verstärkt und zum Kollektor von T_1 und damit an den Reseteingang des Mikroprozessors weitergeleitet. Die Temperaturabhängigkeit der Basis-Emitterstrecke von T_2 und die Streuung der Durchbruchsspannung der Z-Diode liegen im Toleranzbereich der zugelassenen Versorgungsspannung des Mikroprozessors.

Operationsverstärker ohne Übernahmeverzerrungen

DD-WP 138 001[1])

Int. Cl.[2]: H 03 F 3/45

Anmelder: Akademie der Wissenschaften der DDR, Institut für Elektronik

Die Erfindung betrifft lineare Operationsverstärker, die als Verstärker und Regelglieder angewendet werden. Durch die Erfindung sollen die bei Operationsverstärkern vorhandenen Übernahmeverzerrungen beseitigt werden. Das

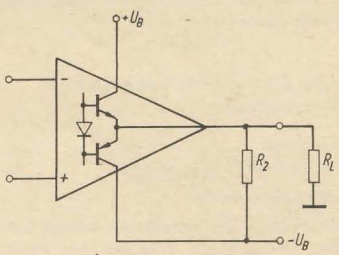


Bild zeigt die Beschaltung des Operationsverstärkers. Zwischen dem Verstärkerausgang und der negativen Betriebsspannung $-U_B$ liegt ein zusätzlicher Widerstand R_Z. Abhängig von der Innenschaltung des Operationsverstärkers ist durch die Wahl der Polarität des zusätzlichen Stromes derjenige Ausgangstransistor stromlos zu machen, bei dessen Ausschaltung sich die Phasenkompensation am stabilsten gestalten läßt.

Der zusätzliche Widerstand R_Z läßt sich aus der Beziehung

$$R_Z \leqq \frac{U_B}{I_{L\,max}} - R_L$$

bestimmen. Dabei sind

U_B die Betriebsspannung
$I_{L\,max}$ der maximale Laststrom
R_L der Lastwiderstand.

[1]) erteilt gemäß § 5 Absatz 1 des Änderungsgesetzes zum Patentgesetz

Elektronischer Schalter mit Operationsverstärkerverhalten

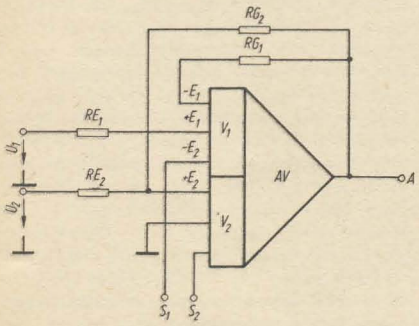
DD-WP 140 525[1])

Int. Cl.[3]: H 03 F 3/45

Anmelder: Institut für Nachrichtentechnik Berlin

Die Erfindung betrifft einen elektronischen Schalter mit Operationsverstärkerverhalten zur Umschaltung kleiner analoger Spannungen oder Ströme bei gleichzeitig einstellbarer Verstärkung und Impedanzwandlung zwischen Ein- und Ausgang.

Mit dem Verstärker erreicht man eine geringe Abhängigkeit von Temperatur und Betriebsspannung, einen niedrigen Ausgangswiderstand sowie wahlweise Veränderung der Verstärkung und des Eingangswiderstandes. Einschwingvorgänge sind durch Verzicht auf Induktivitäten und Kapazitäten vernachlässigbar. Weitere Vorteile sind das schnelle Umschalten von Gleich- und Wechselspannungen bei kleinen nichtlinearen Verzerrungen, eine geringe Nullpunktabweichung, eine große Aussteuerbarkeit und Sperrdämpfung sowie eine wählbare Durchlaßdämpfung.



Der elektronische Schalter ist dadurch gekennzeichnet, daß der Eingang eines Differenzverstärkers (AV) mit unsymmetrischem Ausgang (A) mit den parallelgeschalteten Ausgängen von n bekannten Differenzverstärkern (V_1, V_2) mit jeweils einer an- und abschaltbaren Konstantstromquelle verbunden ist. Jeder Eingang (+E1, −E1, +E2, −E2) einer Differenzverstärkerstufe (V_1, V_2) wird mit dem unsymmetrischen Ausgang (A) der Differenzverstärker (AV) nach Art eines beschalteten Operationsverstärkers verbunden.

[1]) erteilt gemäß § 5 Absatz 1 des Änderungsgesetzes zum Patentgesetz

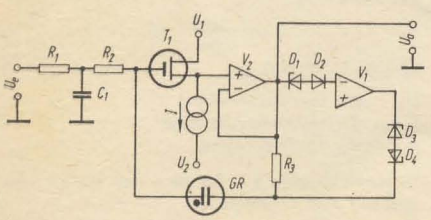
Anordnung zum Schutz hochohmiger Verstärkereingänge

DD-WP 144 487[1])

Int. Cl.[3]: H 03 F 3/16; H 02 H 9/04

Erfinder: Bernhard Berlin

Beim Einsatz von MOS-Transistoren kommt dem Schutz des hochohmigen Eingangs vor Überspannungen eine besondere Bedeutung zu. Als zusätzliches Schutzmittel wird in der Erfindung der Einsatz von Gasentladungsröhren vorgeschlagen. Der Nachteil der relativ hohen Zündspannung wird durch besondere Maßnahmen umgangen. Mit der neuen Lösung werden keine speziellen MOS-Transistoren an einem hochohmigen Verstärkereingang benötigt. Außerdem wird der Eingangswiderstand durch die vorgesehenen Schutzmittel nicht herabgesetzt.



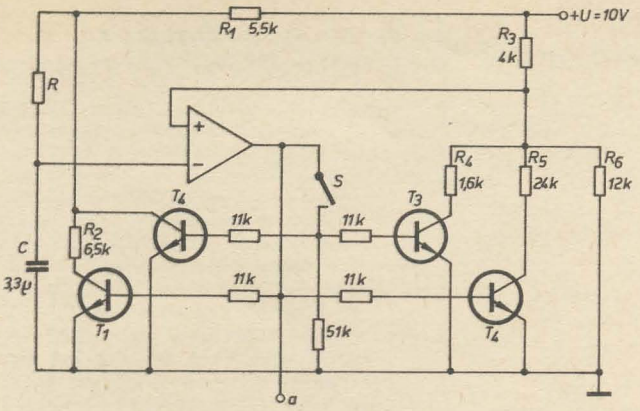


Bild 1

Die Lösung sieht vor, daß eine Gasentladungsröhre GR zwischen den zu schützenden Verstärkereingang und einem Hochspannungsausgang eines nachgeschalteten, invertierenden Verstärkers mit hoher Verstärkung eingefügt wird. Bei besonders hochohmigen Verstärkereingängen ist noch ein zweiter zusätzlicher, als Spannungsfolger geschalteter Verstärker V_2 dem zu schützenden Verstärkereingang nachgeschaltet. Außerdem wird das Zuschalten des ersten Verstärkers V_1 durch Spannungsverschiebeeinrichtungen (D_1, D_2) zu größeren Amplituden verlegt. Das Tiefpaßglied (R_1, R_2, C_1) am Eingang des MOS-Transistors dient der Integration steiler Impulsflanken und der Begrenzung des Röhrenstromes. Im normalen Betrieb ist V_1 nicht in Funktion. Die Eingangsspannung wird über T_1 (Sourcefolger) und V_2 (Spannungsfolger) niederohmig am Ausgang a zur Weiterverarbeitung bereitgestellt. Die Gasentladungsröhre liegt über R_3 mit einem Anschluß am Ausgang von V_2 und mit dem anderen Anschluß am Gate von T_1. Die so gebildete Schleife hat eine Verstärkung von $V_S \approx +1$ (Verstärkung des Sourcefolgers). Der Innenwiderstand der Gasentladungsröhre erscheint am Eingang um den Betrag nach folgender Gleichung erhöht:

$$R_P = \frac{R_i}{1 - V_S}$$

Sein Einfluß auf den Eingangswiderstand ist somit wesentlich verringert.

Im Schutzfall steigt die Eingangsspannung U_e, so daß die Durchbruchsspannung U_D der Z-Dioden überschritten wird. Damit wird der Weg über den Verstärker V_1 geöffnet. Die Eingangsspannung kann dann nur noch den Wert $U_e \leq U_D + U_Z/V_1$ erreichen. U_Z ist die Zündspannung der Gasentladungsröhre. Mit den Vorgaben $U_D = 5{,}0$ V, $U_Z = 120{,}0$ V und $V_1 = 20$ beträgt die maximale Gatespannung $U_G = 11$ V; ein sicherer Schutz ist gewährleistet.

[1]) erteilt gemäß § 5 Absatz 1 des Änderungsgesetzes zum Patentgesetz

Impulsgenerator mit umschaltbarer Ausgangsfrequenz

DE-AS 2 647 569

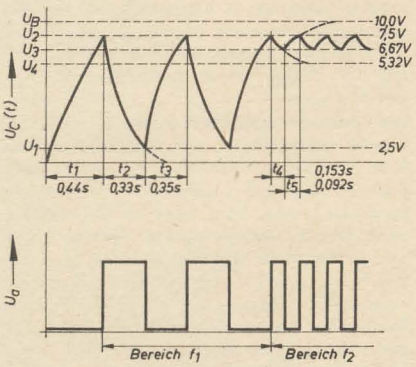
Int. Cl.[2]: H 03 K 3/26

Anmelder: Licentia Patent-Verwaltungs-GmbH, Frankfurt

Die Erfindung betrifft einen Impulsgenerator mit umschaltbarer Ausgangsfrequenz und mit frei wählbarem Tastverhältnis.

Zwischen den Klemmen der Versorgungsspannung sind zwei Stromzweige wirksam. Der eine Stromzweig enthält den Spannungsteiler R_3, R_6 und der andere die Reihenschaltung von R_1, R, C, die zugleich der Aufladezweig für den zeitbestimmenden Kondensator ist. Die Kondensatorspannung wird vom invertierenden Eingang eines Komparators abgetastet. Der nichtinvertierende Eingang liegt am Spannungsteiler R_3, R_6. Parallel zu R_6 sind weitere Stromwege geschaltet, die jeweils aus der Kollektor-Emitterstrecke von T_3, T_4 und dem Kollektorwiderstand R_4, R_5 bestehen. Zwei ähnliche Stromwege (T_1, T_2) sind dem Zeitkreis parallelgeschaltet. Die Basiselektroden sind über Entkoppelwiderstände an den Ausgang des Komparators angeschlossen.

Bild 2



Nach Anlegen der Versorgungsspannung wird der Kondensator über R_1 und R aufgeladen. Der Verlauf der Kondensatorspannung ist im Zeitdiagramm dargestellt. Am Widerstand R_6 fällt die Spannung U_2 entsprechend dem Teilerverhältnis zwischen R_3 und R_6 ab. Während der Zeit t_1, in der $U_C(t)$ noch nicht den Wert von U_2 (Umschaltschwelle) erreicht hat, liegt am Ausgang des Komparators niedriges Potential. Bei geschlossenem Schalter S sind dadurch alle Transistoren gesperrt. Zum Zeitpunkt $U_C(t) = U_2$ schaltet der Komparator um, an seinem Ausgang erscheint hohes Potential. Durch den Potentialwechsel werden alle Transistoren stromführend. Das bedeutet, daß die Widerstände R_4 und R_5 dem Widerstand R_6 parallelgeschaltet werden und somit das auf den Komparator gegebene und vom Spannungsteiler abgenommene Eingangspotential auf den Wert U_1 absinkt. Der stromführende Transistor T_2 entlädt über R den Kondensator, bis $U_C(t)$ den unteren Schwellwert U_1 erreicht. Während der Entladezeit t_2 bleibt am Ausgang das hohe Potential erhalten. Bei $U_C(t) = U_1$ stellt sich am Ausgang des Komparators wieder das niedrige Potential ein, wodurch sämtliche Transistoren erneut gesperrt werden und der Kondensator erneut bis zum Spannungswert U_2 in der Zeit t_3 aufgeladen wird. Das Zeitverhältnis t_3/t_2 bestimmt das Tastverhältnis der Frequenz f_1. Die höhere Frequenz f_2 wird durch Öffnen des Schalters S eingestellt. Bei geöffnetem Schalter geschieht der Auflade- und Entladevorgang nun zwischen den Spannungswerten U_2 und U_3, da nur noch die Transistoren T_1 und T_4 wirksam sind, wodurch andere Werte des Spannungsteilers und der Entladezeit wirksam sind. Aus dem Verhältnis t_4/t_5 ergibt sich das Tastverhältnis der Frequenz f_2.

Mit diesen Eigenschaften läßt sich die Schaltung besonders gut zur Kontrolle von Blinkgebern im Kraftfahrzeug einsetzen. Ein ausgefallener Verbraucher wird durch die höhere Frequenz f_2 signalisiert. Mit der angegebenen Dimensionierung betragen die Frequenzen $f_1 = 1{,}47$ Hz und $f_2 = 4{,}08$ Hz; sie sind deutlich unterscheidbar.

Normalzeit- und Normalfrequenzaussendungen vom 16. 2. 1981 bis 15. 3. 1981

Herausgegeben vom ASMW – Fachgebiet Zeit und Frequenz

Die Mitteilungen beziehen sich auf die gemäß TGL 31 542/03 in Übereinstimmung mit der Verordnung über die Festlegung der Normalzeit in der DDR vom 30. September 1977 (GBl. I, Nr. 31, S. 346) vom Staatlichen Etalon für Zeit und Frequenz gesteuerten Aussendungen von Zeitmarken und Zeitinformationen sowie auf Normalfrequenzaussendungen.

1. Normalzeit der DDR über Zeitzeichenaussendungen des Senders DGI 182 kHz

Unsicherheit der Aussendung vom Sender:

| Normalzeit der DDR – Zeitzeichen DGI | $\leq$ 0,0001 s.

Bei den anderen DDR-Rundfunksendern beträgt diese Unsicherheit infolge der unterschiedlichen Laufzeiten zum Sender −0,0005 bis +0,005 s.

2. UTC(DDR) über Zeitzeichenaussendungen des Senders Y3S 4 525 kHz

Unsicherheit der Aussendung vom Sender:

| UTC(DDR) – Zeitzeichen Y3S | $\leq$ 0,0001 s

Information über UT 1 − UTC = DUT 1 + dUT 1

Zeitraum	DUT 1	dUT 1
8. 2.–17. 2.	−0,3 s	0,00 s
18. 2.–26. 2.	−0,3 s	−0,02 s
27. 2.– 4. 3.	−0,3 s	−0,04 s
5. 3.– 8. 3.	−0,4 s	+0,06 s
ab 9. 3.	−0,4 s	+0,04 s

3. Aussendung von Synchronimpulsen des Fernsehens der DDR

Datum	Aussendungszeit des 1. Bildimpulses nach $13^h\ 15^{min}\ 00^s$ UTC vom Fernsehturm Berlin (Kanal 5) $13^h\ 15^{min}\ 00^s$	mittl. Abweichung der Zeilenfrequenz zwischen $13^h\ 05^{min}$ und $13^h\ 15^{min}$ UTC $\Delta f/f$ in 10^{-10}
16. 2.	+0,008 554 0 s	−0,2
17. 2.	+0,008 552 5 s	0,0
18. 2.	+0,008 554 0 s	0,0
19. 2.	+0,008 553 9 s	+0,2
20. 2.	+0,008 553 9 s	0,0
21. 2.	+0,008 553 8 s	–[2]
22. 2.	+0,008 552 2 s	−0,1
23. 2.	+0,008 553 8 s	−0,1
24. 2.	+0,008 553 8 s	0,0
25. 2.	+0,001 785 7 s	+0,1
26. 2.	+0,008 509 8 s	+0,1
27. 2.	+0,008 509 7 s	+0,3
28. 2.	+0,008 509 6 s	+0,1
1. 3.	+0,008 509 4 s	0,0
2. 3.	+0,008 506 2 s	−0,1
3. 3.	+0,008 506 2 s	–[2]
4. 3.	+0,008 298 6 s	+0,2
5. 3.	+0,008 298 6 s	−0,1
6. 3.	+0,008 298 6 s	+0,2
7. 3.	+0,008 301 9 s	+0,1
8. 3.	+0,008 302 1 s	+0,1
9. 3.	+0,008 275 5 s	−0,1
10. 3.	+0,008 275 5 s	+0,3
11. 3.	+0,008 275 4 s	+0,1
12. 3.	+0,008 275 5 s	−0,1
13. 3.	+0,008 275 5 s	+0,1
14. 3.	+0,002 643 1 s	+0,1
15. 3.	+0,008 950 3 s	−0,1

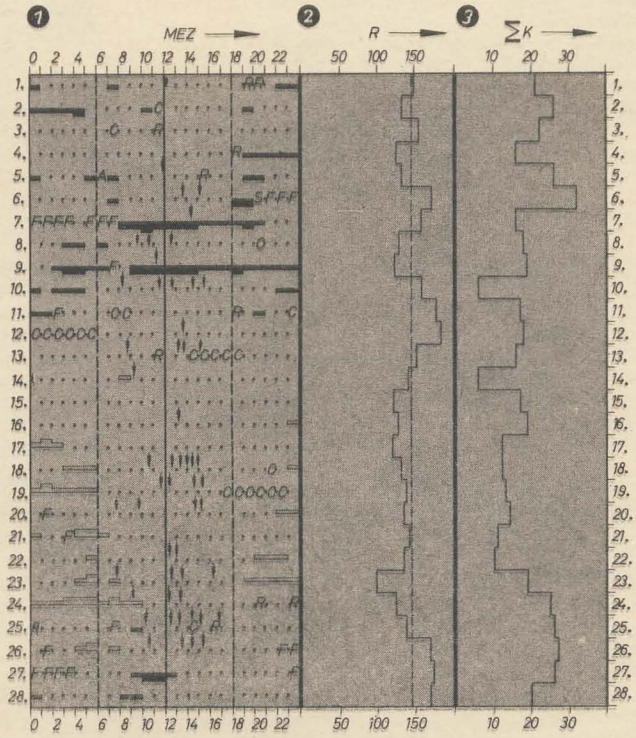
[1]) Gemäß der Verordnung über die Einführung der Sommerzeit vom 6. Februar 1981 gilt vom 29. März 1981, 2.00 Uhr der geltenden Normalzeit bis zum 27. September 1981, 3.00 Uhr Normalzeit der DDR = UTC + 2 Stunden. Diese Beziehung ist bei den in der UTC-Zeitskale angegebenen Aussendungszeiten zu berücksichtigen.

[2]) Phasensprünge durch Programmumschaltung

KW-AUSBREITUNG

im Februar 1981 und Vorschau für Mai 1981

Herausgegeben vom Zentralinstitut für solar-terrestrische Physik (Heinrich-Hertz-Institut) der Akademie der Wissenschaften der DDR



KW-Ausbreitung im Februar 1981

❶ relative Abweichung der F_2-Grenzfrequenzen in Juliusruh Rüg., bezogen auf Monatsmedianwert

$\Delta f/f$
- □ : +41% und darüber
- □ : +31 ··· +40%
- □ : +21 ··· +30%
- – : +20 ··· −20%
- ▬ : −21 ··· −30%
- ▬ : −31 ··· −40%
- ▮ : −41% und weniger
- ↑ : Mögel-Dellinger-Effekt

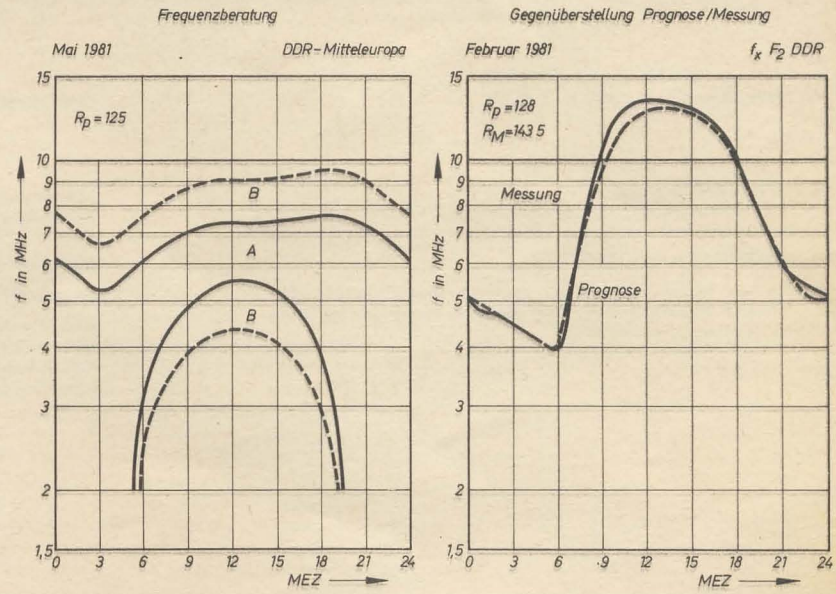
Keine Messung wegen:
- A = Abdeckung durch sporadische E-Schicht
- C = Gerätestörung
- F = Streureflexionen (Spread F)
- G = zu geringer Ionisationsdichte der F_2-Schicht
- R = starker selektiver Dämpfung
- S = atmosphärischer Störungen

❷ gemessene tägliche Züricher Sonnenflecken-relativzahlen (R) und der Monatsmittel R_M (gestrichelt)

❸ Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (ΣK) des Adolf-Schmidt-Observatoriums Niemegk des Zentralinstituts für Physik der Erde der AdW der DDR

Die Frequenzberatung wurde von der Deutschen Post, Rundfunk- und Fernsehtechnisches Zentralamt, Sektor L-F, 1199 Berlin-Adlershof, auf der Grundlage der Prognose des Monatsmittels der Sonnenfleckenrelativzahl R_i, [herausgegeben von Sunspot Index Data Center (S.I.D.C.) Bruxelles, Belgien], berechnet

Frequenzberatung *Gegenüberstellung Prognose/Messung*



Vorschau für Mai 1981

Sendeleistung: 100 W Mindestfeldstärke: 10 µV/m Entfernung: 0...600 km
A = sicherer Verkehr B = Verkehr mit gelegentlichen Ausfällen

Datentechnik
Dateneingabe, -ausgabe

Dateneingabeeinheit mit MOS-Schaltungen

Eberhard Gerlach

Die vorgestellte Dateneingabeeinheit gestattet die Eingabe von binärkodierten Daten bei minimalen Wortbreiten von 4 bit in elektronische Funktionskomplexe. Eine Erweiterung auf 8 bit ist möglich und wird beschrieben. Bis zu acht eingegebene Worte können gespeichert werden. Eine Zusatzschaltung ermöglicht die serielle Ausgabe der Speicherinhalte. Automatische Ausgabe mit Einspeicherung des achten Wortes oder manuelle Steuerung können realisiert werden.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 4, S. 252

Bauanleitungen

Elektronische Funktionsgruppen
analog

Automatische Ladestromregelung

Joachim Liebold

In diesem Beitrag wird eine Schaltung vorgestellt, die das Laden von Kleinakkumulatoren ohne Überladung ermöglicht. Es werden Dimensionierungshinweise gegeben.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 4, S. 254

Elektronische Funktionsgruppen
analog

Analoger Extremwertspeicher für unipolare Eingangsspannungen

Dr. Siegfried Gundermann und Dipl.-Phys. Wolfgang Timpf

In diesem Beitrag wird eine analoge Schaltung vorgestellt, die es mit wenig Aufwand und hoher Genauigkeit erlaubt, den Maximal- und Minimalwert einer unipolaren Eingangsspannung zu erfassen und zu speichern. Da die Speicherzeitkonstante sehr groß gehalten wird, stehen die gespeicherten Extremwerte zu einer weiteren Verarbeitung (z. B. Division u. ä.) lange und genau zur Verfügung.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 4, S. 256

Elektronische Funktionsgruppen
digital

Impulsformerschaltungen mit TTL-IS

Die vorgestellten flankentriggerbaren Impulsformerbaustufen ermöglichen es, Impulse konstanter Dauer auf einfache Weise aus Impulsen wechselnder Impulsdauer abzuleiten.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 4, S. 258

Elektronische Funktionsgruppen
digital

Nullaustastung im Zeitmultiplexbetrieb

HS-Ing. Jürgen Jüchter

Die beschriebene Schaltung ermöglicht die Dunkeltastung der nicht benötigten Nullen einer mehrstelligen Ziffernanzeigeeinheit, die im Zeitmultiplexbetrieb arbeitet.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 4, S. 259

Auslandstechnik

Elektroakustische Baugruppen und Geräte
Mehr-Kanal

Wir lernten kennen

Stereoradiorecorder M 4500 KE

Der importierte Stereoradiorecorder der japanischen Fa. Sanyo wird hinsichtlich seines Gebrauchswertes beurteilt. Der Stromlaufplan ist beigefügt.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 4, S. 261

Mikrorechentechnik
Aufbau

Bussteuerung für mehrere Mikrorechner

Dr.-Ing. Wolfgang Winter

Werden mehrere Mikrorechner über ein gemeinsames Bussystem miteinander gekoppelt, so ist eine Bussteuerung zur Verwaltung dieses Bussystems erforderlich. In diesem Beitrag werden die prinzipiellen Möglichkeiten für den Aufbau einer solchen Bussteuerung erläutert. Außerdem wird eine Bussteuerung für die Kopplung von drei Rechnern näher vorgestellt.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 5, S. 279

Mikrorechentechnik
Anwendungen

Mikrorechnergesteuerter Examinatorkomplex

Dr.-Ing. Heinz Pätow

Eine interessante und neue Anwendung der Mikrorechentechnik ist die im Lehrbetrieb von Hochschulen. In diesem Beitrag werden zwei Examinatorplätze beschrieben, die für eine bzw. sechs zu prüfende Personen ausgelegt sind. Angewandt wird das Mikroprozessorsystem U 808 D.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 5, S. 282

Mikrorechentechnik
Programmierung

Programmiergerät für EPROM 1702 A

Dipl.-Ing. Wolfgang Kammler und Dipl.-Ing. Benno Mossau

Dieser Beitrag beschreibt Aufbau und Funktionsweise eines einfachen Gerätes zum Programmieren des EPROMs 1702 A und seiner Äquivalenztypen. Das Programmiergerät, das ausschließlich mit Bauelementen aus DDR- bzw. RGW-Produktion aufgebaut ist, wird seit einem Jahr im Labor- und Praktikumsbetrieb der Sektion Technologie der Elektrotechnik/Elektronik der IH Wismar eingesetzt. Die Konzeption des Gerätes ist für Anwender dieser Festwertspeicher vorteilhaft, denen nicht ständig ein Mikrorechner zur Verfügung steht.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 5, S. 284

Elektronische Funktionsgruppen
digital

Sedezimaldekoder für Siebensegmentanzeige

Dipl.-Ing. Werner Reckziegel

Der Beitrag beschreibt einen Sedezimal-Dekoder/Treiber für Siebensegmentanzeigen. Die Schaltung wurde aus maximal sieben TTL-Schaltkreisen der Baureihe D 10 ohne diskrete Bauelemente aufgebaut. Die Ausgangsbelastbarkeit von 15 V und 20 mA gestattet den Multiplexbetrieb von LED-Anzeigen mit gemeinsamer Anode.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 5, S. 298

Fernsehtechnik **Auslandstechnik** **Speichertechnik**
Magnetische Verfahren

Elektronik der Heimvideospeichergeräte

Obering. Rudolf Irmler und Dr.-Ing. Georg Freiburger

Im Beitrag werden eine Übersicht über die Entwicklung der Videospeichertechnik für Heimanwendung und die erreichten speichertechnischen Parameter wie minimal wiedergebbare Wellenlänge, Spurbreite und Relativgeschwindigkeit zwischen Magnetkopf und Magnetband angegeben. Weiterhin werden die Aufgaben der Signalverarbeitung für Schwarzweiß- und Farbsignale und der Servoeinrichtungen für Bandtransport, Kopfradregelung und Spurhaltung analysiert und die Blockschaltbilder angegeben.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 5, S. 288

Bauelemente und -gruppen
Integrierte Schaltungen
analog

Rauschkenngrößen von integrierten Operationsverstärkern

Dipl.-Ing. Wolfgang Brauer

Für die Anwendung integrierter Operationsverstärker in NF-Schaltungen haben die Rauscheigenschaften eine außerordentliche Bedeutung. Im Beitrag wird gezeigt, wie Rauschkenngrößen an integrierten OV ermittelt und gehandhabt werden können. Außerdem werden Rauschkenngrößen der IS B 109, MAA 725 und MAA 748 angegeben.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 5, S. 311

Übertragungsverfahren **Elektronische Funktionsgruppen**
digital

Infrarot-Fernsteueranlage mit 15 Kanälen

Dipl.-Ing. Reinhard Langmann

Es wird der Aufbau einer Infrarot-Fernsteueranlage mit 15 Kanälen beschrieben, die sich für den Einsatz im Bedienkomplex einer HiFi-Anlage eignet. Durch Einsatz von vier Infrarot-Lumineszenzdioden VQ 110 im Sender, sechs Fototransistoren SP 201 im Empfangsteil und den als selektiven Linearverstärker geschalteten A 244 ist eine ausreichende Informationsübertragung in einem großen Wohnraum gewährleistet. Die Übertragung der Informationen erfolgt nach dem Multifrequenzverfahren mit digitaler Kanalselektion. Die Meßergebnisse, insbesondere die räumlichen Übertragungscharakteristiken zwischen Sender und Empfangsteil, werden im Beitrag diskutiert.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 5, S. 292

Bauelemente und -gruppen
Sonstige Bauelemente und -gruppen

Theorie, Kennwerte und Anwendung des Heißleiters

Dr.-Ing. Günter Graichen

Dieser Beitrag behandelt wesentliche theoretische Grundlagen, wichtige Kennwerte und anhand von ausgewählten Beispielen typische Anwendungsmöglichkeiten von Heißleitern. Der Leser wird mit den vielfältigen Problemen bei der Dimensionierung von Schaltungen mit Heißleitern vertraut gemacht und in die Lage versetzt, auf dem Gebiet der Anwendung dieser Bauelemente selbständig zu arbeiten.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 5, S. 314

Antennen und Wellenausbreitung

Short-Backfire-Matrixantenne

Dipl.-Phys. Dietmar Backs

Es wird eine Antenne beschrieben, die eine Kombination von Gitterwand- und Backfire-Antenne darstellt. 16 Einzelstrukturen sind in vier Zeilen und vier Spalten, in einer 4 × 4-Matrix, angeordnet. Bei einem hohen Gewinn wird eine große Breitbandigkeit und ein gutes Vor-Rück-Verhältnis erreicht.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 5, S. 296

Bauanleitungen **Kritische Bemerkungen** **Bauelemente und -gruppen**
Integrierte Schaltungen
digital

Wir lernten kennen
Uhrenschaltkreis CM 202

Dieser Testbericht verfolgt das Ziel, Betriebserfahrungen zu dem im RGW verfügbaren LSI-Schaltkreis CM 202 aus der VR Bulgarien zu geben und Anregungen für den Bau einer Weckuhr mit einer derartigen IS zu vermitteln.

radio fernsehen elektronik 30 (1981) H. 5, S. 321

Neuerscheinung

Halbleitersonderbauelemente

Höchstfrequenz- und Leistungsbauelemente

Von Prof. Dr.-Ing. habil. Reinhold P a u l

Etwa 400 Seiten,
184 Bilder, 34 Tafeln,
Leinen, 25,– M,
Ausland 34,– M.
Bestell-Nr ,52 841 5

Mit diesem Band, der innerhalb der Lehrbuchreihe „Elektronische Festkörperbauelemente" erscheint, liegt das physikalisch-elektronische Konzept moderner Höchstfrequenz- und Leistungsbauelemente vor.
Es werden sowohl Strukturen zur Verbesserung der Eigenschaften klassischer Bauelemente (Grenzfrequenz, Leistung, Wirkungsgrad) als auch neuartige Bauelemente behandelt. Im Mittelpunkt stehen pin-Elemente, Gunnelemente und Laufzeitdioden. Durch Konzentration auf Funktionsmechanismus und Anwendung der Bauelemente wird der Leser auf das physikalisch Grundlegende dieses Zweiges der Halbleiterelektronik orientiert. Dabei ist es gelungen, ein umfangreiches Gebiet unter einheitlichen Gesichtspunkten zu ordnen.
Da die behandelte Thematik den Fortschritt in Nachrichten- und Rechentechnik wesentlich bestimmt, ist der vorliegende Band nicht nur Lehrbuch, sondern auch wertvolle Arbeitsunterlage für Bauelemente anwendende und herstellende Ingenieure und Physiker.

Auslieferung in diesen Tagen.

Von Prof. Paul erschien in der gleichen Reihe der Band

Halbleiterdioden

452 Seiten, 237 Bilder, 49 Tafeln, Leinen, 28,– M, Ausland 38,– M. Bestell-Nr. 552 277 7. Vertriebsrechte für BRD und Berlin (West) vergeben.

Im Fachbuchhandel erhältlich

VT

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN